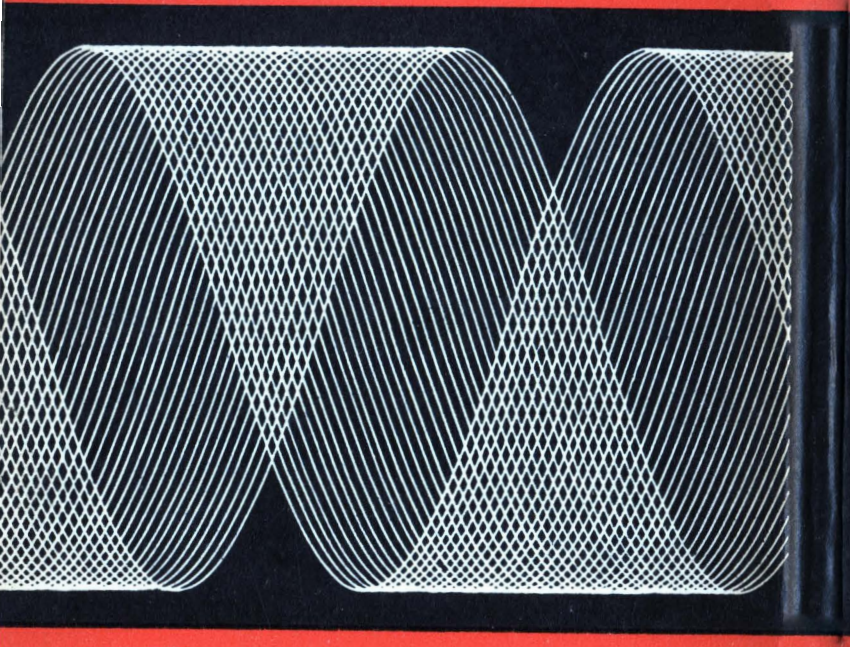
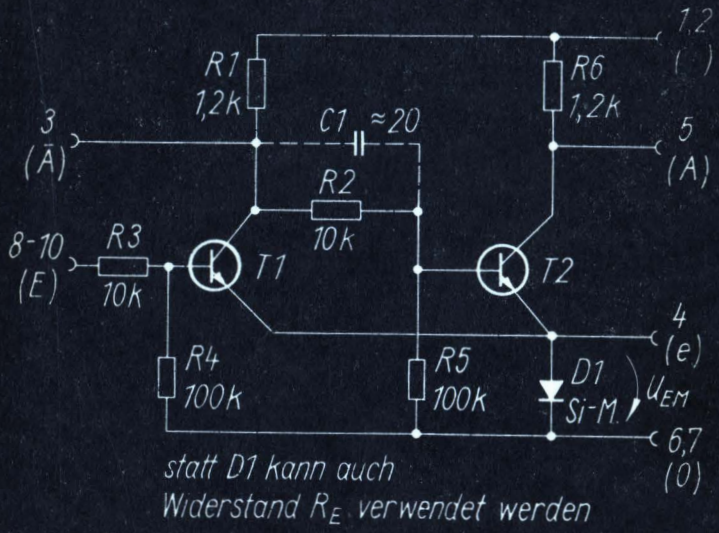
amateurreihe

electronica





Gert-Ulrich Vack

166

Ein System elektronischer Baugruppen

Teil 1

LEE

electronica · Band 166

GERT-ULRICH VACK

Ein System elektronischer Baugruppen

Teil 1: Analoge Schaltungen

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1978, 1.—20. Tausend
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) — Berlin, 1978
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Rainer Erlekampf
Zeichnungen: Gudrun Maraun
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Vorauskorrektor: Eva Plake · Korrektor: Ingeburg Kern
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 3. März 1978
Bestellnummer: 746 012 7
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 6
1. Allgemeines über Struktur und Realisierung des Systems 8
2. Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen 14
3. Erzeugung charakteristischer Spannungen und Ströme 17
3.1. Gleichgeneratoren 17
3.1.1. Konstantspannungsquellen 17
3.1.1.1. Z-Diode als Stabilisator 18
3.1.1.2. Transistor-Referenzelement 21
3.1.1.3. Transistorisierter Längsregler 26
3.1.2. Konstantstromquellen 30
3.1.2.1. Stromquelle mit Bipolartransistor 31
3.1.2.2. Stromquelle mit Feldeffekttransistor 34
3.1.2.3. Konstantstromzweipol mit Bipolartransistoren .. 37
3.2. Wechselgeneratoren 37
3.2.1. Sinusgeneratoren (Oszillatoren) 37
3.2.1.1. Phasenschiebergenerator 39
3.2.1.2. HF-Oszillator 42
3.2.2. Freischwingende Rechteckgeneratoren 45
3.2.2.1. Standardschaltung eines quergekoppelten astabilen Multivibrators 46
3.2.2.2. Quergekoppelter astabiler Multivibrator mit exakter Rechteckform 48
3.2.2.3. Langsamer quergekoppelter astabiler Multivibrator mit MOSFET 50
3.2.2.4. Schneller emittergekoppelter astabiler Multivibrator 53
3.2.3. Fremdgesteuerte Rechteckgeneratoren 58
3.2.3.1. Standardschaltung eines quergekoppelten monostabilen Multivibrators 58
3.2.3.2. Langsamer quergekoppelter monostabiler Multivibrator mit MOSFET 61

3.2.3.3. Emittergekoppelte monostabile Schaltung 63
3.2.4. Dreieckgeneratoren 64
3.2.4.1. Triggerbarer Dreieckgenerator 65
3.2.4.2. Freischwingender Sägezahngenerator 67
3.3. Formerschaltungen 70
3.3.1. Differentiation und Integration 70
3.3.2. Amplitudendämpfung 72
3.3.3. Schwellwertschalter 76
3.3.3.1. Schmitt-Trigger 78
3.3.3.2. Stromtrigger 80
3.3.3.3. Komparator 82
4. Verstärker von Gleich- und Wechselgrößen 84
4.1. Wechselspannungsverstärker für Niederfrequenz 84
4.1.1. 1stufiger Verstärker 84
4.1.2. Impedanzwandler 88
4.1.3. Eisenlose Endstufe 90
4.2. Operationsverstärker 96
4.2.1. Diskret realisierter Operationsverstärker 97
4.2.2. Operationsverstärkerbaustein mit integriertem Schaltkreis A 109 102
4.2.3. MOSFET-Differenzstufe 104
4.2.4. Anwendungsbeispiele von Operationsverstärkern 105
4.3. Schaltverstärker 109
5. Zusatzbausteine zur Stromversorgung 111
Literatur 115

Inhaltsverzeichnis Teil II *(electronica Band 167)*

Vorwort
6. Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen
7. Informationsverarbeitung mit digitalen Schaltungen
7.1. Zum Prinzip der digitalen Informationsverarbeitung
7.2. Baugruppen in diskreter Technik
7.2.1. Negator
7.2.2. UND-Schaltung (Konjunktion)

7.2.3. ODER-Schaltung (Disjunktion)
7.2.4. NOR (negiertes ODER)
7.2.5. NAND (negiertes UND)
7.2.6. Speicher (Flip-Flop)
7.2.7. Umkodierung dezimal-dual
7.2.8. Digital-Analog-Umsetzer
7.2.9. Schaltverstärker
7.2.9.1. Leistungsverstärker für geringe Schaltleistungen
7.2.9.2. Transistor-Gegentaktendstufe
7.2.9.3. Thyristorschalter
7.3. Baugruppen mit TTL-Schaltkreisen
7.3.1. Übersicht über TTL-Schaltkreise
7.3.2. Schaltungsvorschläge
7.3.2.1. Volladder
7.3.2.2. Torschaltung
7.3.2.3. 4-Bit-Schieberegister
7.3.2.4. 4-Bit-Binärzähler
7.3.2.5. 8-Bit-Binärzähler
7.3.2.6. Taktgenerator
7.3.2.7. Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO)
7.3.2.8. Phasenkomparator
7.3.2.9. 7-Segment-Ziffernanzeige
8. Anhang
8.1. Hinweise zum praktischen Experimentieren
8.2. Praktisch-technologische Hinweise
Literatur

Vorwort

Mit dieser Broschüre wird ein seit langem geplantes Vorhaben realisiert. Vor etwa 15 Jahren begann der Autor als Elektronikbastler. Das erste Erfolgserlebnis war ein einfacher Detektor, der den Empfang des Ortssenders ermöglichte. Im Laufe der Zeit vermittelten Fachzeitschriften und -bücher neues Wissen, die praktische Arbeit neue Erfahrungen. Das Hobby wurde schließlich zum Beruf, Facharbeiterausbildung und Studium ermöglichten die Aneignung umfassender Kenntnisse. Immer wieder wird dieser Weg so oder ähnlich von vielen beschritten, die sich für jene kleinen Bauelemente interessieren, die Fernsehübertragungen über Tausende Kilometer ermöglichen, mit denen man Rechner aufbaut, die umfassendste mathematische Berechnungen in unvorstellbarer Geschwindigkeit realisieren, die unser Leben direkt oder indirekt auf das nachhaltigste beeinflussen.

Doch Interesse ist das eine. Das andere ist das „Wie". Was soll man als Amateur bauen? Welche Vorkenntnisse sind erforderlich?

Der Autor kann sich noch recht gut an die eigenen Erfahrungen und Probleme erinnern, die im Laufe der Jahre vor ihm standen. Da war der Übergang von der Röhren- zur Transistortechnik und schließlich zur integrierten Schaltkreistechnik. Da entstanden viele Fragen nach Funktionsprinzipien, mathematischen Zusammenhängen und Realisierungsmöglichkeiten.

Der Autor berücksichtigte in der vorliegenden Arbeit diese Erfahrungen und gibt Anregungen für erste Schritte. Dabei werden Schaltungsvorschläge aus einem großen Bereich der Elektronik querschnittsartig angeboten. Nicht zuletzt findet der Leser immer wieder kurze theoretische Erläuterungen zum besseren Verständnis der vorgestellten Baugruppen. Interessant dürfte das vorgestellte Baugruppensystem auch für Arbeitsgemeinschaften und Berufsschulklassen sein. Ein kleines Arbeitskollektiv kann, zielgerichtet angeleitet, interes-

sante Experimente mit den Baugruppen durchführen und damit seine theoretischen und praktischen Kenntnisse erweitern. Natürlich muß einiges vorausgesetzt werden, wenn die Arbeit erfolgreich sein soll. Das beginnt bei ordnungsgemäßem Werkzeug und reicht bis zu einigen unerläßlichen Vorkenntnissen fachlicher Art. So müssen die Grundgesetze der Elektrotechnik (Ohmsches Gesetz, Kirchhoffsche Sätze) bekannt sein, aber ebenso die Funktionsprinzipien wichtiger Bauelemente (z. B. Gleichrichterwirkung der Diode, Verstärkerwirkung des Transistors). Der Autor hat die Baugruppen vielfach durch Schaltungsvorschläge aus der Literatur realisiert, die aber so modifiziert wurden, daß sie sich in das Gesamtsystem einordnen.

Die im folgenden beschriebenen Baugruppen sind damit sowohl einzeln funktionsfähig, sie können aber auch mit anderen Baugruppen zu größeren funktionellen Einheiten verbunden werden. Das ist eine unmittelbare Vorstufe zur Arbeit mit integrierten Schaltkreisen, die ja relativ komplexe Funktionen realisieren.

Der Autor ist der Meinung, daß gegenwärtig Realisierungen von Schaltungen mit diskreten Bauelementen aus verschiedenen Gründen für den Amateur noch günstig sind. Trotzdem wurden moderne integrierte Schaltkreise an mehreren Stellen berücksichtigt, mit ihnen ergeben sich u. U. einfachere und leistungsfähigere Lösungen. Der Autor hofft, mit der Broschüre neue Elektronikamateure zu gewinnen und ihnen, wie allen anderen, Anregungen für ihre Arbeit zu geben.

Besonders dankbar sind Autor und Verlag für Vorschläge, die Inhalt und Form der Arbeit verbessern. Sehr gerne und interessiert werden auch Erfahrungen von Arbeitsgemeinschaften aufgenommen. Entsprechende Hinweise können späteren Vorhaben nur nützlich sein.

Dresden, November 1977 *Gert-Ulrich Vack*

1. Allgemeines über Struktur und Realisierung des Systems

Die allgemeine Aufgabenstellung bestand darin, ein System von elektronischen Baugruppen zu entwickeln, das mit wenig Aufwand die Realisierung mehr oder weniger komplizierter Funktionseinheiten durch geeignete Kombination von Teilfunktionseinheiten (Baugruppen) ermöglicht. Alle Baugruppen mußten also kompatibel, d. h. zueinander „passend" sein. Aus diesem Grunde wurden für die Leiterplatten ein einheitliches Format (65 mm × 45 mm) vorgesehen und *Zeibina*-Leisten zur Kontaktierung verwendet (dabei sind bestimmten Steckerstiften bestimmte Funktionen zugeordnet). Auch die Betriebsspannungen betragen einheitlich ± 15 V bzw. + 5 V (für digitale TTL-Schaltkreise). Bei den Einstellreglern handelt es sich generell um liegende Ausführungen, was einen leichten und bequemen Abgleich ermöglicht. Es wurde angestrebt, wichtige Abgleichwiderstände stets als Einstellregler zu realisieren. Man kann damit die technischen Daten der Baugruppen in gewissen Grenzen aktuellen Erfordernissen beim Einsatz anpassen.

Wichtige Meß- und Stellpunkte sind über die *Zeibina*-Leisten nach außen geführt.

Die Leiterplatten sollten einfach sein (weitestgehender Verzicht auf Zweiebenenplatinen, einfachere Leiterführung durch Drahtbrücken). Den Baugruppen fehlt darum zum Teil eine gewisse technologische Perfektion oder Raffinesse, was sich aber positiv beim Verständnis und beim Nachbau bemerkbar machen dürfte.

In der Elektronik werden 2 Arten der Signal- bzw. Informationsverarbeitung unterschieden. Entsprechend ist das System in *analoge* Schaltungen und *digitale* Schaltungen unterteilt. Manchmal ist es schwierig, eine Schaltung genau einzuordnen. Beispielsweise haben Analog-Digital-Wandler als Eingangsgröße ein analoges und als Ausgangsgröße ein entsprechendes digitales Signal. Da Wandler aber erst mit der Entwicklung

der digitalen Informationsverarbeitung erforderlich wurden, sind entsprechende Schaltungen im zweiten Teil (Heft 167 der Reihe „electronica") beschrieben. In Ausnahmefällen findet man eine abweichende Zuordnung. Astabile und monostabile Multivibratoren hat der Autor als Spezialfälle analoger Schaltungen (Rechteckgeneratoren) betrachtet, während Schaltverstärker, die ebenfalls in dieser Broschüre beschrieben werden könnten, im zweiten Teil erscheinen. Voraussetzung für die Verarbeitung von Informationen bzw. der Träger von Informationen, den Signalen, sind die Signale selbst. Darum sind zuerst Schaltungen, die charakteristische Spannungen und Ströme erzeugen, beschrieben. Diese Signale können geformt (Änderung des Amplitude-Zeit-Verlaufs) und verstärkt oder gedämpft werden (gleichmäßige Veränderung der Amplitude).

Die im Teil II vorgestellten digitalen Schaltungen verknüpfen im einfachsten Fall Rechteckimpulse verschiedener Generatoren miteinander, wobei die Rechteckimpulse bestimmte Informationen in einem vorher definierten Code übertragen. Die entsprechenden Codes realisiert man mit Codierungsschaltungen. Digitale Signale lassen sich leicht speichern. Als Bindeglied zu analogen Schaltungen werden Umsetzer verwendet, die analoge Signale in digitale Signale umwandeln und umgekehrt. In Tabelle 1.1 ist das komplette System als Übersicht dargestellt.

Wozu können die Baugruppen nun verwendet werden?
Erstens liefern die Broschüren Schaltungsvorschläge, die es dem Amateur ermöglichen, ohne großen Aufwand eine kleine Funktionseinheit schnell zu realisieren. Dimensionierungshinweise erlauben dabei eine leichte Anpassung an unterschiedliche Einsatzbedingungen. Zu den Baugruppen sind die Leiterplattenzeichnungen vollständig angegeben. Die Schaltungen konnten jedoch nicht für alle Belange optimal entworfen werden. So ist es prinzipiell möglich, aber nicht immer sinnvoll, einen Hi-Fi-Stereoverstärker aus mehreren einzelnen Baugruppen zu realisieren, wie sie hier beschrieben werden. Die technologische Gestaltung und die Gesamtkonzeption

Analoge Schaltungen	Digitale Schaltungen
— Erzeugung charakteristischer Spannungen und Ströme • Konstantgrößen → Betriebs-, Vergleichsgrößen (Ströme und Spannungen) • Wechselgrößen → Signale als Informationsträger (Sinus-, Rechteck-, Dreieck-Impulse)	— Logische Verknüpfungsglieder → Informationsverarbeitung auf Grundlage des Binärsystems (UND, ODER, NICHT, NAND, NOR) — Speicherschaltungen (Register)
— Formung von Amplitude-Zeitfunktionen → Begrenzung, Dämpfung, Modulation, Schwellwertvergleich, Differentiation/Integration	— Verstärkung und Erzeugung von Binärsignalen
— Verstärkung von Strömen und Spannungen • NF-Vor- und Endverstärker • Impedanzwandler • Operationsverstärker → Pegelregenerierung/-Anpassung	— Bausteine zur Kopplung mit analogen Schaltungen u. zur Kommunikation mit dem Menschen • Analog-Digital-/Dig.-Anal.-Wandler • Umkodierer
— Zusatzbausteine • Stromversorgung • Experimentierplatten	

orientieren (im Gegensatz zum Baugruppensystem „Komplexe Amateurelektronik") auf die experimentelle Seite, nicht so sehr aber auf das fertige, elegante Gerät. Zweifellos werden damit andere Qualitäten der Amateurtätigkeit angesprochen. Die gewählte Auslegung des Systems mit den genannten Einschränkungen ist unter dem Aspekt einer zielgerichteten Beschäftigung mit der Elektronik (d. h. des Lernens und Kennenlernens) zu sehen.

Zweitens lassen sich mit den Baugruppen recht schnell größere Funktionseinheiten zusammenstecken. Nachdem der Amateur die Baugruppen als einzelnes realisiert hat, kann er sie für anspruchsvolle Aufgaben verwenden. So ist es ihm sicherlich möglich, innerhalb weniger Viertelstunden einen ganz einfachen Analog-Digital-Wandler aus sechs Baugruppen zusammenzustecken und in seiner Funktion zu untersuchen. Der Amateur wird damit in Aufgabenstellungen der modernen Elektronik eingeführt, die über die Realisierung des Hi-Fi-Verstärkers oder einer anderen zweckgebundenen Schaltung hinausgehen. Für dieses Experimentieren benötigt man mehrere, wenn auch nicht alle vorgestellten Baugruppen. Darum dürfte diese Anwendung besonders für Arbeitsgemeinschaften interessant sein. Im Rahmen einer vielleicht zwei- oder dreijährigen Tätigkeit (je nach Größe des Kollektivs) könnte zunächst ein Grundsortiment an Baugruppen geschaffen werden, mit dem sich danach komplexe Funktionseinheiten realisieren lassen. Es sei hier ganz bewußt darauf hingewiesen, daß als Krönung einer solchen Tätigkeit ein Modellaufbau zur Demonstration einer digitalen Informationsverarbeitung analoger Signale möglich ist. Mit einem Aufwand von etwa 30 ... 50 zum Teil gleichartigen Baugruppen kann man Meßwerte erfassen, diese analogen Größen digital darstellen, deren Weiterverarbeitung in einem ganz einfachen Rechnermodell bewirken (welches taktgesteuert die Eingabe und anschließende Addition von zwei Summanden sowie die automatische Ergebnisausgabe ermöglicht) und eine abschließende analoge Ausgabe realisieren. Dabei steht nicht die Genauigkeit im Vordergrund, sondern das Verständnis der Funktion wichtiger

Schaltungen und Funktionseinheiten. Experimente dieser Art können Amateure zielgerichtet für die spätere fachliche Ausbildung auf dem Gebiet der Elektronik vorbereiten.

Drittens lassen sich die Baugruppen unmittelbar bei anderen Aufgabenstellungen einsetzen, z. B. sind im Physikunterricht Anwendungen denkbar, bei denen physikalische Sachverhalte (auch nichtelektrischer Natur) mit solchen Baugruppen im Zusammenwirken mit anderen Geräten demonstriert werden (Demonstration von mechanischen Schwingungen auf dem Oszillografen durch fotoelektrische Meßwertaufnahme oder Anregung eines mechanischen Systems zu Schwingungen mit einem Leistungsgenerator).

Oberstes Prinzip bei der Arbeit an und mit den Baugruppen muß sein: Nicht unüberlegt experimentieren! Eine Skizze des Versuchsaufbaus und genaues Überlegen der Funktion bewahren manchen teuren Schaltkreis oder Transistor vor der Zerstörung.
Auf jeden Fall sollte für die Arbeit ein Vielfachmesser zur Verfügung stehen. Ohne ihn ist ein zufriedenstellender Abgleich der Baugruppen undenkbar. Noch besser ist der Einsatz von speziellen Meßgeräten wie Oszillograf und Transistor- oder Röhrenvoltmeter. Diese Geräte stehen dem Amateur über Klubstationen der GST zur Verfügung. Allerdings ist der Autor bisher auch größtenteils mit 2 Vielfachmessern ausgekommen! Der durchschnittliche Bauelementepreis beträgt je Baugruppe 10 Mark. Als Halbleiter werden fast ausnahmslos billige Bauelemente aus dem verwertbaren Ausschuß verwendet. Der Neuling erspart sich damit manche Grübeleien beim Beschaffen und Verwenden von Katalogen, auch wenn er später schrittweise lernen muß, damit umzugehen.

Gute Hilfsmittel bei der Arbeit sind Tabellen über Bauelementedaten und entsprechende Nachschlagewerke. Zu allen diesen Fragen sei auf [2], [3], [4] verwiesen.

Noch ein Hinweis zur Bauelementebeschaffung. Außer in den u. a. in den Bezirkshauptstädten eingerichteten RFT-Amateur-Filialen lassen sich die meisten Bauelemente (auch Bastler-

typen und verbilligt abzugebende Überplanbestände aus der Industrie, wie z. B. Vielfachmesser) beziehen vom:
Konsum-Elektronik-Versand
7264 Wermsdorf
Clara-Zetkin-Straße 21; Ruf 333
Im Anhang zum Teil II sind weitere Hinweise über die verwendete Leiterplattentechnologie sowie einige Informationen zu den benutzten Halbleiterbauelementen gegeben. Außerdem werden dort Zusatzeinrichtungen wie z. B. Grundplatten zum Experimentieren mit den Baugruppen beschrieben.

2. Verzeichnis der verwendeten Formelzeichen

A	logarithmisches Dämpfungsmaß; Fläche
a	Dämpfungsmaß
A_L	Materialkonstante bei Ferriten
B	Stromverstärkungsfaktor
C_{ers}	Ersatzkapazität der Z-Diode
D	Spulendurchmesser
E	Elektrische Urspannung
f	Frequenz
f_{gu}, f_{go}	Untere bzw. obere Grenzfrequenz
f_O	Resonanzfrequenz
f_m	Bandmittenfrequenz
G	Gegenkopplungsgrad
I_B	Basisgleichstrom
I_C	Kollektorgleichstrom
I_{CX}	Kollektorgleichstrom bei Schalterbetrieb (Ein-Zustand)
I_D	Drainstrom
I_E	Emittergleichstrom
I_F	Diodenstrom in Flußrichtung
I_L	Laststrom
$I_{R\,L}$	Strom durch den Lastwiderstand
I_Z	Z-Strom
I_{ZO}	minimaler Z-Strom für ausreichende Kennliniensteilheit
i_e	Eingangswechselstrom
i_G	Strom durch den Gegenkopplungswiderstand des Operationsverstärkers
i_V	Strom durch den Summierwiderstand des Operationsverstärkers
k	Tastverhältnis von Rechteckimpulsen
L	Induktivität
l	Wicklungslänge der Luftspule
N	Windungszahl

P_{NF}	NF-Ausgangsleistung
P_V	Verlustleistung
R_C	Kollektorwiderstand
R_E	Emitterwiderstand
R_G	Gegenkopplungswiderstand
R_i	Innenwiderstand
R_L	Lastwiderstand
R_M	Kompensationswiderstand
R_V	Vorwiderstand; Summierwiderstand
r_D	Durchlaßwiderstand
r_{DS}	Kanalwiderstand
r_Z	Z-Widerstand
r_{ce}	Ausgangswiderstand des Transistors
r_e	Eingangswiderstand; Eingangswiderstand des Operationsverstärkers ohne Gegenkopplung
r_e'	Eingangswiderstand des Operationsverstärkers mit äußerer Gegenkopplung
r_i	Wechselstrominnenwiderstand; Operationsverstärker-Leerlauf-Ausgangswiderstand
T_E	Erholzeit
T_H	Haltezeit
t	Zeit
t_i	Impulsbreite
U_A	Ausgangsspannung
U_{aus}	Ausschaltspannung
U_{BE}	Basis-Emitter-Spannung
U_{BEX}	Basis-Emitter-Spannung beim Schalterbetrieb (Ein-Zustand)
U_{CE}	Kollektor-Emitter-Spannung
U_{CEX}	Kollektor-Emitter-Spannung beim Schalterbetrieb (Ein-Zustand)
U_E	Eingangsspannung
U_{ein}	Einschaltspannung
U_F	Diodenspannung in Flußrichtung (Silizium: etwa 0,6 ... 0,7 V)
U_G	Generatorspannung
U_{GS}	Gate-Source-Spannung

U_H	Hilfsspannung; Differenz von Ein- und Ausschaltspannung (Hysterese)
U_i	Abschnürspannung
U_{RE}	Spannungsabfall am Emitterwiderstand
U_{St}	Steuerspannung
U_T	Temperaturspannung (etwa 25 mV bei Zimmertemperatur)
$U\sim$	Wechselspannung vor dem Gleichrichter
U_Z	Z-Spannung
U_{OC}	Betriebs-Gleichspannung
u_a	Ausgangsspannung
$\acute{u}_e$	Eingangsspannung
$\hat{u}_e$	Spitzenwert der Eingangsspannung
v_D	Verstärkung im Dämpfungsbereich
v_{Diff}	Differenzverstärkung
v_M	Verstärkung im Durchlaßbereich
v_u	Spannungs-Leerlaufverstärkung
v_u'	Spannungsverstärkung bei Gegenkopplung
y(t)	Zeitfunktion
y'(t)	Ableitung (Differentiation) der Zeitfunktion y(t)
y_O	Spitzenwert der Zeitfunktion
y_{21}	Steilheit der Transferkennlinie Ausgangsstrom/Eingangsspannung
φ	Phasenwinkel
τ	Zeitkonstante

Indizes:

max	Maximalwert, maximal erreichbarer oder zulässiger Wert
min	Minimalwert, minimal erreichbarer oder zulässiger Wert
Δ	bezeichnet Änderungen der betreffenden Größe (im differentiellen Sinne)

Großbuchstaben bei Spannungen, Strömen oder Widerständen weisen auf statische Signale oder Kennwerte hin (Gleichgrößen). Kleinbuchstaben bei Spannungen, Strömen oder Widerständen weisen auf dynamische Signale oder Kennwerte hin (differentielle oder Wechselstromgrößen).

3. Erzeugung charakteristischer Spannungen und Ströme

Alle Signale, die von elektronischen Funktionseinheiten verarbeitet werden, lassen sich als funktionale Abhängigkeit einer bestimmten physikalischen Größe (z. B. Strom, Spannung, Frequenz) von der Zeit darstellen. Oft haben Signale einen zufälligen Charakter, d. h., ihren zeitlichen Verlauf kann man nicht durch eine einfache mathematische Gleichung beschreiben. Als Träger von Informationen sind jedoch nichtzufällige, d. h. determinierte Signale von Bedeutung. Dabei kann die physikalische Größe von der Zeit abhängig als einfache Funktion (z. B. als Sinusfunktion) beschrieben werden. Außerdem lassen sie sich durch entsprechende Funktionsgruppen beeinflussen und steuern. Im folgenden sind darum solche nichtzufälligen Signale und Möglichkeiten zu ihrer Erzeugung näher erklärt.

Elektronische Schaltungen benötigen für ihre einwandfreie Funktion Betriebsgrößen (Betriebsspannungen und -ströme) und Hilfsgrößen (Referenzsignale).

In diesem Abschnitt werden nun Schaltungen vorgestellt, die alle diese charakteristischen Spannungen und Ströme erzeugen.

3.1. Gleichgeneratoren

3.1.1. Konstantspannungsquellen

Spannungsquellen sind Generatoren, die eine von anderen Betriebsgrößen unabhängige konstante Spannung erzeugen. Bild 3.1 stellt ideale und reale Spannungsquelle gegenüber.

Ideale Spannungsquellen haben einen Innenwiderstand gleich Null: Beim Kurzschluß (Lastwiderstand $R_L = 0$) fließt ein unendlich großer Strom I. Bei realen Spannungsquellen wird

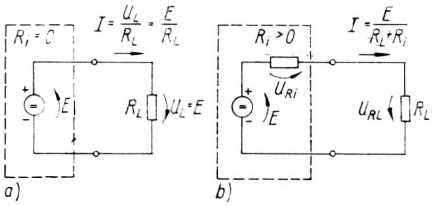


Bild 3.1 a — ideale Gleichspannungsquelle; b — reale Gleichspannungsquelle

dieser Strom aber durch den inneren Widerstand R_i begrenzt. Bild 3.1b zeigt dafür das Ersatzschaltbild.
Entsprechend der Spannungsteilerregel ist die Spannung am äußeren Widerstand

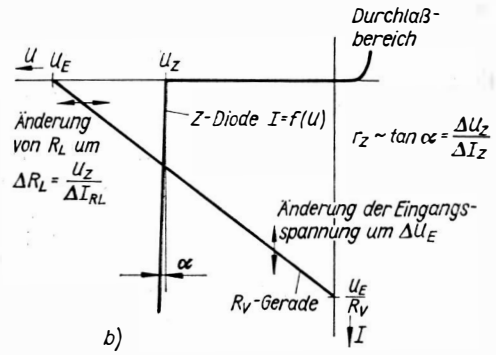
$$U_A = E \cdot \frac{R_L}{R_L + R_i} \cdot \tag{3.1}$$

Für bestimmte technische Zwecke soll aber die Spannung $U_{R\,L}$ am Lastwiderstand unabhängig vom Lastwiderstand und von Änderungen von E bzw. von R_L möglichst konstant bleiben. Um aus realen Gleichspannungsquellen (Tranformator mit Gleichrichter, Trockenbatterien) eine Spannung definierter Größe zu erhalten, die diesen Anforderungen gerecht wird, bedient man sich besonderer Stabilisierungsschaltungen.

3.1.1.1. Z-Diode als Stabilisator

Bild 3.2a zeigt die einfachste Möglichkeit, eine konstante Spannung zu erzeugen. Der ohmsche Widerstand und die Z-Diode bilden einen Spannungsteiler. Die Spannung U_E am Eingang der Schaltung muß größer sein als die Z-Spannung U_Z. Auf Grund der Kennlinie der Z-Diode (U_Z ändert sich mit dem Strom nur sehr wenig; vergleiche Bild 3.2b) gelten folgende Gleichungen:

$$\Delta U_Z \approx r_z \cdot \Delta I_Z = \Delta U_E \cdot \frac{r_z}{R_V} \; (I_{R\,L} = \text{const.}) \tag{3.2}$$



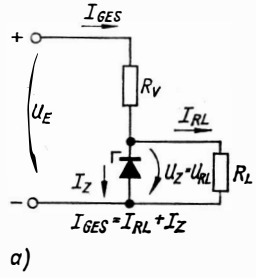


Bild 3.2 Stabilisierung mit Z-Dioden. a — Stromlaufplan; b — Kennlinienfeld

bei Änderung der Eingangsspannung um ΔU_E und

$$\Delta U_Z \approx r_z \cdot \Delta I_Z = U_Z \cdot \frac{r_z}{\Delta R_L} \; (U_E = \text{const.}) \qquad (3.3)$$

bei Änderung der Ausgangsbelastung um ΔR_L.

Verringert man den Lastwiderstand, wird der Z-Diode der Strom

$$\Delta I_Z = \frac{U_Z}{\Delta R_L} \quad (U_E = \text{const.}) \tag{3.4}$$

entzogen, bei Erhöhen der Eingangsspannung erhält die Diode zusätzlich

$$\Delta I_Z = \frac{\Delta U_E}{R_V} \cdot \quad (I_{R\,L} = \text{const.}). \tag{3.5}$$

Damit ergeben sich folgende Dimensionierungsgleichungen für die Schaltung aus Bild 3.2a:

$$I_Z < I_{Zmax} = \frac{P_{Vmax}}{U_Z} \tag{3.6}$$

$$I_Z = \frac{U_E - U_Z}{R_v} - I_{R\,L} \tag{3.7}$$

$$\frac{U_{Emax} - U_Z}{P_{vmax}} \cdot U_Z < R_v < \frac{U_{Emin} - U_Z}{I_{ZO} + I_{Lmax}} \tag{3.8}$$

Dabei sind:

P_{Vmax} maximale Verlustleistung
I_{Zmax} maximaler Z-Strom
U_{Emin} minimale Eingangsspannung
U_{Emax} maximale Eingangsspannung
I_{ZO} minimaler Z-Strom, etwa 1 mA
I_{Lmax} maximaler Laststrom

Die Schaltung kann man sehr einfach realisieren. Die Größe des Z-Widerstandes r_Z läßt sich meßtechnisch bestimmen oder für ausgewählte Arbeitspunkte Datenblättern entnehmen [4]. Für Z-Dioden eignen sich (insbesondere bei niedrigen Spannungen) auch Reihenschaltungen von Siliziumdioden (Bild 3.3a). Der Wechselstrominnenwiderstand der Diode (der Diffusionswiderstand r_D, er entspricht dem Z-Widerstand r_Z) ist

$$r_D \approx \frac{U_T}{I_F} \quad (U_T \approx 25\ \text{mV}). \tag{3.9}$$

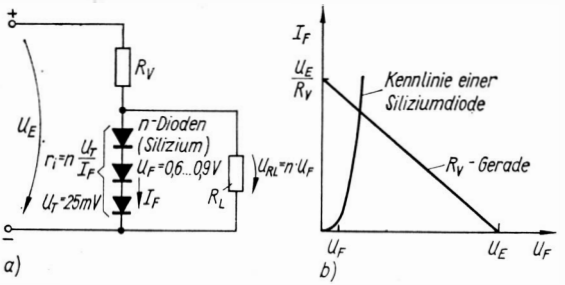


Bild 3.3 Stabilisierung mit Siliziumdioden. a — Stromlaufplan; b — Kennlinienfeld

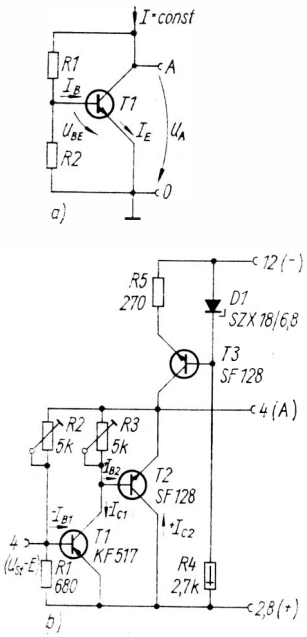
Dieser Wert wird durch die Bahnwiderstände (Kristallgebiet außerhalb der Sperrschicht) um bis zu 100% vergrößert. Eingangsspannungsänderungen bei der Schaltung nach Bild 3.3a

werden um etwa $\frac{(1 \ldots 2)\, n\, U_T}{U_E}$ am Ausgang verringert.

Mit beiden Stabilisierungsschaltungen ist es nicht möglich, jede beliebige Spannung am Ausgang einzustellen. Bei der Dimensionierung sind durch die elektrischen Parameter der Dioden Grenzen vorgegeben. Diese Nachteile können eingeschränkt werden, wenn man aktive Bauelemente (Transistoren) in besonderen Schaltungen einsetzt.

3.1.1.2. Transistor-Referenzelement

In Bild 3.4a ist eine einfache Schaltung mit einem Bipolartransistor angegeben. Die Eingangskennlinie (Basisstrom als Funktion der Basis-Emitter-Spannung) hat einen ähnlichen Verlauf wie die Durchlaßkennlinie einer Siliziumdiode (vergleiche Bild 3.3.b und Bild 3.5). Bei der Schaltung in Bild 3.4a fällt also an R2 immer die (relativ) konstante Basis-Emitter-



Spannung von Tl ab. Entsprechend der Spannungsteilerregel gilt dann für die Ausgangsspannung

$$U_A \approx U_{BE}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right) \cdot \tag{3.10}$$

Der Transistor übernimmt bei ausgangsseitigem Leerlauf einen großen Teil des Stroms I, der Rest fließt durch den Spannungsteiler. Mit einem Lastwiderstand geht entsprechend der Knotengleichung der Kollektorstrom zurück. Auch die Basis-Emitter-Spannung wird etwas kleiner, weil sich der Strom durch den Spannungsteiler verringert. Insgesamt nimmt deshalb die Ausgangsspannung gering ab. Der Innenwiderstand (Änderung von U_A bezüglich ΔI_L) ist

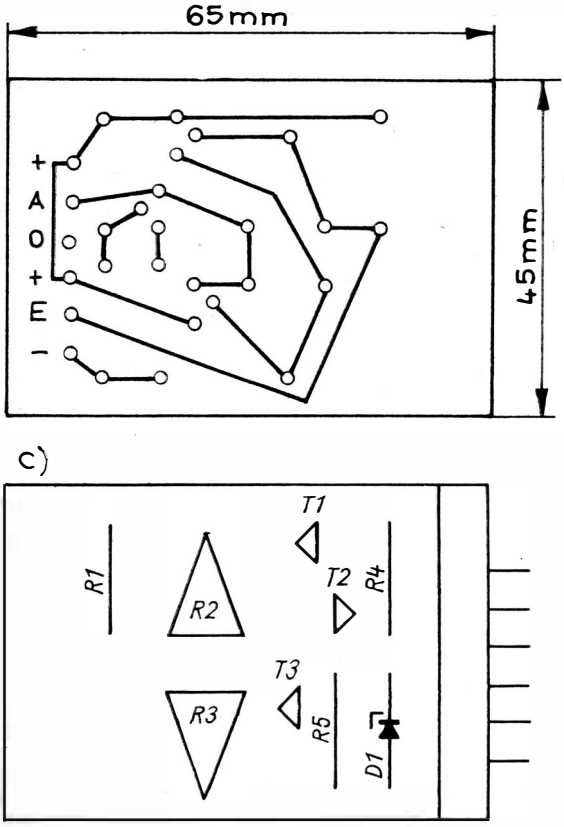


Bild 3.4 Transistor-Referenzelement. a — Prinzip; b — Stromlaufplan; c — Leiterzeichnung; d — Bestückungsplan

$$r_i = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_L} = \frac{U_T\,(R1 + R2) + I_B R1 R2}{U_T + I_E\,R2} \cdot (U_T \approx 25\,mV) \tag{3.11}$$

U_T ist eine elektrophysikalische Größe, deren Wert direkt proportional zur absoluten Temperatur ist.

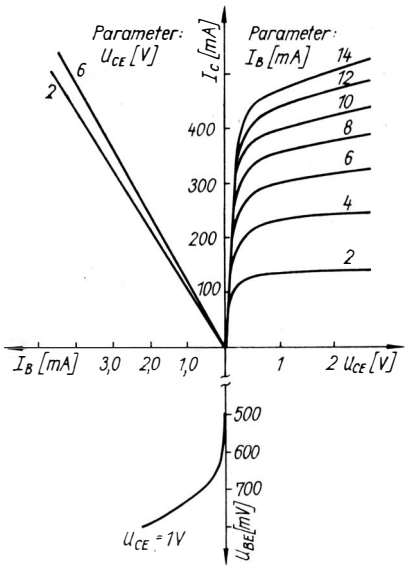


Bild 3.5 Vollständiges Transistor-Kennlinienfeld

Um den Innenwiderstand zu verringern, kann ein Transistor T2 nachgeschaltet werden. T1 und T2 in Bild 3.4b bilden eine Komplementär-*Darlington*-Schaltung mit hoher Stromverstärkung. Bereits eine sehr kleine Änderung der Basis-Emitter-Spannung von T1 (hervorgerufen z. B. durch eine Laständerung) bewirkt eine große Stromänderung in T2. Der Innenwiderstand dieser Schaltung ist geringer als der von einer 1stufigen Schaltung wie in Bild 3.4a:

$$r_i \approx \frac{(R1 + R2)\, U^2_T}{R2\, R3\, I_{C1} I_{c2}} \left(R_3 \ll \frac{U_T}{I_{B2}} ; \frac{U_A}{R1 + R2} \gg I_{B1}\right) \quad (3.12)$$

T3 bildet gemeinsam mit R5 und D1, R4 eine Konstantstromquelle, die unabhängig von der Spannung am Ausgang einen konstanten Strom in die Schaltung einspeist. (Weitere Erläuterungen dazu in Abschnitt 3.1.2.)

	Schaltung nach Bild 3.4a	Schaltung nach Bild 3.4b
Ausgangsspannung	$U_A = U_{BE}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$	$U_A = U_{BE}\left(1 + \frac{R1}{R2}\right)$
Innenwiderstand $r_i = \Delta U_A/\Delta I$	$r_i = \frac{U_T\,(R1 + R2) + I_B R1 R2}{U_T + I_E\,R2}$	$r_i = \frac{U_{T1}\,(R1 + R2) + \frac{R1R2I_{B1}}{B1}}{I_{E1}\,R2 + U_{T1} + \frac{R2R3I_{C1}I_{C2}}{U_{T2} + R3I_{B2}}}$
Dimensionierung	mit $K = \frac{I}{I_C} \approx 1{,}3 \ldots 1{,}4$ erhält man r_{iopt}!	
	$I_C \approx 0{,}7 \ldots 0{,}8\,I$	$(I_{C1} + I_{C2}) \approx 0{,}7 \ldots 0{,}8\,I$
	mit $I_B = \frac{1}{B} I_C$ und $I_{R_2} \approx 10\,I_B$	$I_{C1} \approx 100\,\mu A \ldots 1\,mA\ (\approx 10 I_{B2})$
	$(R1 + R2) = \frac{U_A \cdot B}{7 \ldots 8\,I}$	$R3 = \frac{U_{BE2}}{I_{C1} - I_{B2}}$; $I_{B2} = \frac{I_{C2}}{B2}$
	$R2 = \frac{U_{BE}}{U_A}(R1 + R2)$	$(R1 + R2) = \frac{U_A}{10 I_{B1}}$; $I_{B1} = \frac{I_{C1}}{B1}$
		$R2 = \frac{U_{BE}}{U_A}(R1 + R2)$
	Beispiel: $U_A = 10\,V$; $I = 10\,mA$; $B = 100$ $(R1 + R2) \leqq 14\,k\Omega$ [$R1 = 7\,k\Omega$; $R2 = 0{,}35\,k\Omega$] $K_{opt} = 1{,}387$ $r_{iopt} = 180\,\Omega$ [bei $R1 = 3{,}5\,k\Omega$; $R2 = 180\,\Omega$; $r_{iopt} \approx 60\,\Omega$]	Beispiel: $U_A = 10\,V$; $I = 10\,mA$ $B1 = B2 = 100$ $I_{C1} = 1\,mA$, $I_{C2} = 6\,mA$ $R3 \approx 600\,\Omega$ $(R1 + R2) \leqq 100\,k\Omega$ [$R1 = 7\,k\Omega$; $R2 = 0{,}3 \rightarrow r_i \approx 4\,\Omega$]

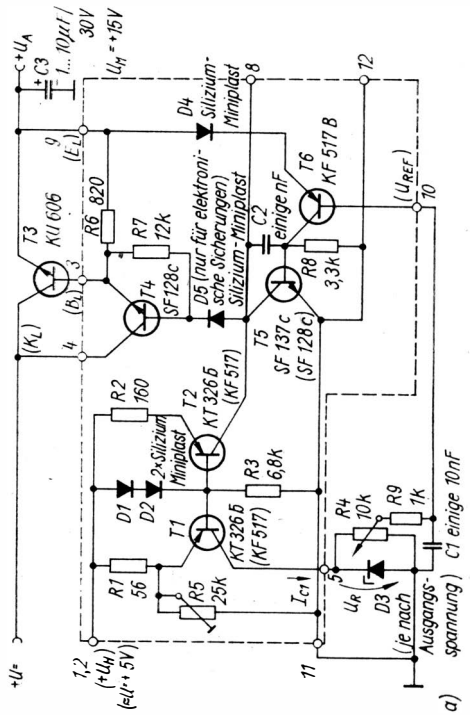
Tabelle 3.1 gibt einen Überblick über Dimensionierung und Eigenschaften der Schaltungen in Bild 3.4.
Nachteilig bei den bisher beschriebenen Schaltungen ist die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung. Die Flußspannung einer Diode ändert sich um etwa -2 mV/K. Gleiches gilt für die Basis-Emitter-Spannung von Bipolartransistoren. In [7] sind Möglichkeiten zur Temperaturkompensation angegeben.

3.1.1.3. Transistorisierter Längsregler

Ein guter Gleichspannungsgenerator entsteht, wenn man eine Spannung mit einer Regelung stabilisiert. Die Schaltung nach Bild 3.6a läßt aber erkennen, daß bessere Eigenschaften nur mit höherem Aufwand möglich werden. Der vorgestellte Stabilisierungsbaustein hat folgende Daten:

- maximaler Laststrom etwa 1 ... 2 A
- Ausgangsspannung 1,4 ... 10 V (... 30 V)
- Innenwiderstand einige Milliohm

T1 und T2 bilden Konstantstromquellen, deren Ströme durch die an den Siliziumdioden abfallenden Spannungen und den jeweiligen Emitterwiderstand bestimmt werden (vgl. Abschnitt 3.1.2.1.).
T1 speist in die Z-Diode D3 einen konstanten Strom ein. Wenn außerdem U_H von U_E getrennt bereitgestellt wird, können sich Änderungen der Eingangsspannung durch Lastschwankungen kaum noch auf die Referenzspannung U_R auswirken. (Der Vorwiderstand für die Z-Diode aus Bild 3.2a wurde hier durch die Konstantstromquelle ersetzt, Änderungen der Hilfsgleichspannung U_H fallen wegen des hohen Wechselstrominnenwiderstandes der Stromquelle im Vergleich zu r_Z über T1 ab.)
T2 speist einen konstanten Strom in den Knoten Diode D5/ Kollektor T5 ein. Ein Teil dieses Stromes fließt in die Basis von T4, der gemeinsam mit T3 eine *Darlington*-Schaltung bildet. (Gesamtstromverstärkung $\approx$ Produkt der Einzelstromverstärkungen; der Basisstrom von T4 beträgt nur wenige 100 μA.)



T6 ermöglicht den Vergleich Sollwert-Istwert zwischen Referenzspannung U_R und Ausgangsspannung U_A. Erhöht man die Eingangsspannung oder verringert die Ausgangslast und steigt dabei die Spannung U_A an, wird der Emitter von T6 gegenüber dessen Basis (diese erhält über den Spannungsteiler R4 die konstante Vergleichsspannung) positiver. Damit vergrößert sich die Basis-Emitter-Spannung von T6, und der Kollektorstrom nimmt zu. Im Kennlinienfeld (Bild 3.5) wandert der Arbeitspunkt in Richtung kleinerer Kollektor-Emitter-Spannungen von T5. Da die Ausgangsspannung aber nur um den annähernd konstanten Wert der Summe der Basis-Emitter-Spannungen von T3 und T4 größer ist, wird die

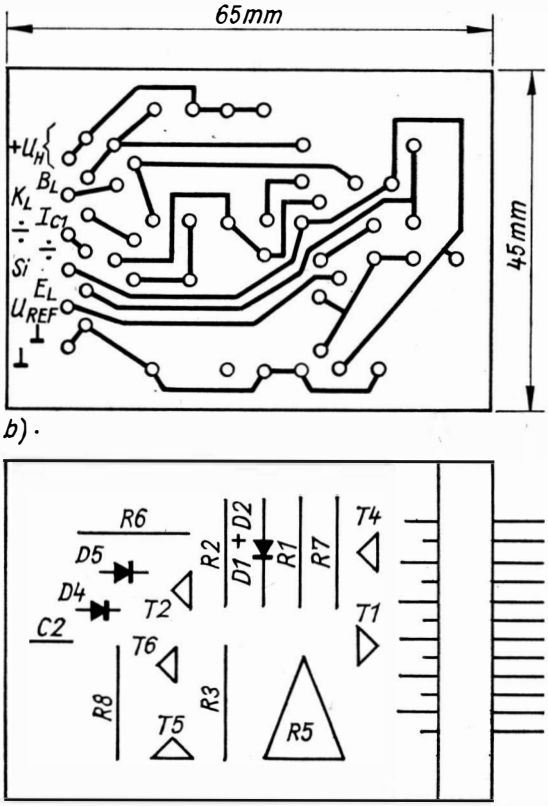


Bild 3.6 Transistorisierter Längsregler. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

Änderung von U_A gerade so ausgeglichen, daß an T6 eine Basis-Emitter-Spannung nahe dem ursprünglichen Wert erhalten bleibt.
Die Diode D4 schützt den pnp-Transistor vor zu hohen Sperrspannungen beim Kurzschluß des Ausgangs.

Grenzdaten der Transistoren:

$U_{CE\,max}$
T1: $U_H - U_R$ T2: U_H T3/T4: $U_=$ T5: U_{Amax} T6: U_{Amax}
P_{vmax}

T1/T2: 7 mA · U_{CEmax} T3: $U_=$ · I_{Lmax} T4: $\frac{P_{vT3}}{B3}$ T5: 7 mA · U_{Amax} T6: 0,2 mA · U_{Amax}

KF517: 600 mW/30 V
KT326 Б: 200 mW/20 V

Eingangsspannungen: $U_= \approx U_{Amax} + 5$ V bei I_{Lmax}
$U_H \approx U_=$

Ausgangsruhestrom (Vorlast) ≈ 10 mA [z. B. Konstantstromquelle]

Mit R5 kann der Einfluß von Eingangsspannungsschwankungen auf die Stromkonstanz von T1 verringert werden (R4 in Bild 3.7a).
Beim Abgleich muß man R5 zunächst auf den Maximalwert stellen (bei Kurzschluß wird sonst T1 zerstört). Ausgehend vom Nennwert wird $U_{=}$ verändert. R5 stellt man jetzt so ein, daß die Ausgangsspannungsänderung ΔU_A kompensiert wird. Dieser Abgleich muß mehrfach wiederholt werden. Für kleine Lastströme kann T3 entfallen. Kontakt 4 (Kollektor von T4) wird auf $+ U_{=}$ gelegt. Die Ausgangsspannung steht dann an Kontakt 3 (Emitter von T4). Der maximale Laststrom ergibt sich aus der Gleichung für P_{vmax} in Tabelle 3.2, dort bezogen auf T3!
Der beschriebene Längsregler ist zunächst nicht kurzschlußsicher. Der Amateur sollte eine besondere elektronische Sicherung vorsehen, die bei zu großen Lastströmen die Regelung außer Betrieb setzt. Das läßt sich erreichen, indem die Anode von D5 mit Masse verbunden wird. Im Kurzschlußfall könnte z. B. ein Thyristor oder Transistor diese Verbindung herstellen. Anregungen gibt [8]. Beim Verdrahten der Baugruppe in einem größeren Gerät ist darauf zu achten, daß die Punkte 12 und U_A direkt an den Ausgangsklemmen des Netzgerätes liegen. Damit werden die Innenwiderstände der Zuleitungen zu den Ausgangsklemmen mit in die Regelung einbezogen und so auch bei hohen Lastströmen Spannungsabfälle am Ausgang unwirksam gemacht.
Sollten am Ausgang des Längsreglers Schwingungen auftreten, beseitigt man diese günstig durch die Kondensatoren C1 ... C3. Die angegebenen Werte sind nur Richtgrößen, große Kapazitäten verschlechtern das Wechselstromregelverhalten.
Tabelle 3.2 gibt einen Überblick über die Dimensionierung der Schaltungsteile.

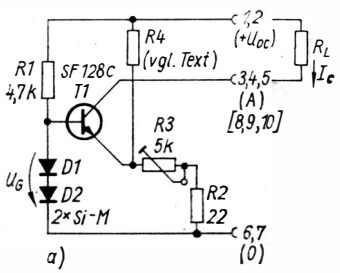
3.1.2. Konstantstromquellen

Das zur Spannungsquelle duale aktive Zweipolelement ist die Stromquelle. Wenn der Widerstand R_i in Bild 3.1b sehr groß

gegenüber dem Lastwiderstand R_L ist, fließt im Gesamtkreis ein Strom, der nur noch wenig vom Lastwiderstand abhängt, er ist fast konstant. Wird der Innenwiderstand unendlich groß, so spricht man von einer Konstantstromquelle. (Der Stromfluß läßt sich durch eine unendlich große Spannung dabei noch aufrechterhalten.)
Um hohe Spannungen und große Vorschaltwiderstände zu umgehen, erzeugt man Konstantströme mit aktiven Elementen in besonderen Schaltungen. Dabei tritt jedoch wieder das Problem der Temperaturabhängigkeit der Parameter auf. Spezielle Schaltungsmaßnahmen, ähnlich wie in [7], verringern diesen Störeinfluß.

3.1.2.1. Stromquelle mit Bipolartransistor

Aus dem Kennlinienfeld eines Transistors (Bild 3.5) wird ersichtlich: Wenn sich bei konstantem Basistrom die Kollektor-Emitter-Spannung ändert, schwankt der Kollektorstrom nur gering. Um auch diese Änderungen zu unterdrücken, verwendet man eine gegengekoppelte Schaltung.
Gegenkopplungen sind Rückkopplungen, bei denen im Gegensatz zur Mitkopplung das Ausgangssignal seiner Entstehungsursache entgegengerichtet am Eingang (entsprechend gedämpft) wirksam ist. Durch Gegenkopplungen kann man einige Eigenschaften elektronischer Schaltungen wie Ein- oder Ausgangswiderstand und Übertragungsbereich auf Kosten



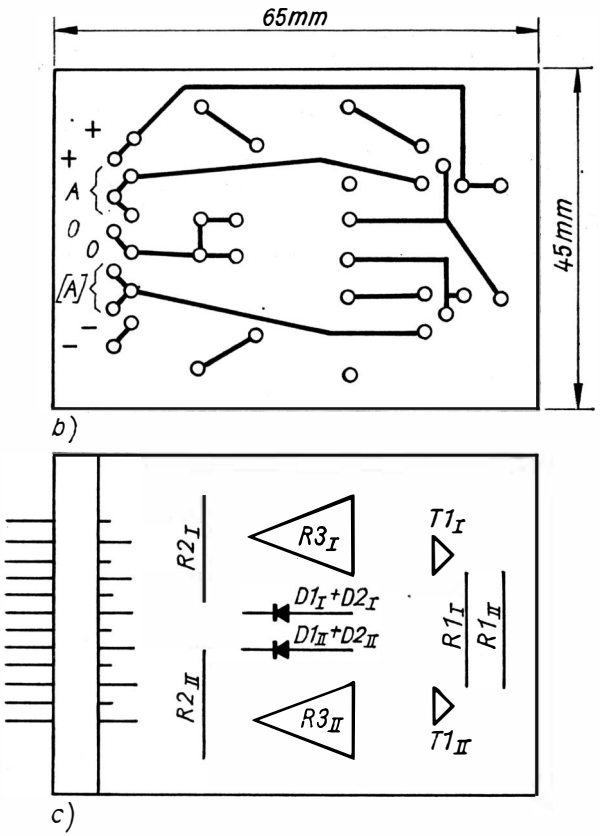


Bild 3.7 Stromquelle mit Bipolartransistor. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

der Verstärkung günstig verändern (vgl. auch Abschnitt 4.1.). In der Schaltung nach Bild 3.7a wird die Ausgangsgröße, der Kollektorstrom, am Emitterwiderstand (R3 + R2) wirksam, indem sie einen Spannungsabfall hervorruft. Die Basis-

Emitter-Spannung von T1 ist damit direkt auch von I_C abhängig:

$$U_{BE} = U_G - (I_C + I_B)\,(R2 + R3) \tag{3.13}$$

Der Emitterwiderstand bestimmt den Kollektorstrom bei vorgegebener Generatorgleichspannung:

$$I_C \approx I_E = \frac{U_G - U_{BE}}{R2 + R3} \tag{3.14}$$

Dabei ist U_{BE} etwa 0,63 ... 0,75 V.
Die Kollektor-Emitter-Spannung hängt vom Lastwiderstand ab:

$$U_{CE} = U_{OC} - (U_G - U_{BE}) - I_C R_L \tag{3.15}$$

Schwankt der Lastwiderstand, so ändert sich die Kollektor-Emitter-Spannung. Entsprechend Bild 3.5 würde sich z. B. auch der Kollektorstrom verringern. Damit nähme gemäß Gl. (3.13) die Basis-Emitter-Spannung ab, was aber der Abnahme des Kollektorstromes entgegenwirkt. I_C wird also auf einen konstanten Wert stabilisiert.
Allerdings hat die beschriebene Schaltung (wie auch jede andere derartige Stromquelle mit aktiven Bauelementen) einen Nachteil: Der Lastwiderstand läßt sich nicht beliebig vergrößern. Der Kollektorstrom sinkt, sobald an R_L der maximal mögliche Spannungsabfall von U_{OC}-U_{RE}-U_{CEmin} auftritt (der Spannungsabfall an der Kollektor-Emitter-Strecke geht bis auf einige 10 oder 100 mV zurück). Der Transistor kann selbst keine Spannung zur Aufrechterhaltung des Stromes liefern. Die Stromstabilisierung funktioniert also nur für Lastwiderstände, die kleiner sind als

$$R_{Lmax} = \frac{U_{OC} - U_{RE} - U_{CEmin}}{I_C}\,. \tag{3.16}$$

Mit R4 wird die Spannung U_G bezüglich Änderungen von U_{OC} stabilisiert. Wenn die Speisespannung abnimmt, speist R4 weniger Strom in R3 ein. Es gelten folgende Dimensionierungsgleichungen:

$$R3 + R2 \approx \frac{2\,U_F - U_{BE}}{3\,I_c} \tag{3.17}$$

$$R4 \approx \frac{U_{oc}}{2\,I_C} \tag{3.18}$$

3.1.2.2. Stromquelle mit Feldeffekttransistor

Auch mit Feldeffekttransistoren lassen sich einfache Stromquellen realisieren. Bild 3.8 zeigt die Kennlinie eines n-Kanal-Verarmungs-MOSFET. Bereits bei Gatevorspannungen im negativen Bereich kann im Drainkreis Strom fließen. Dieser Strom ist oberhalb einer bestimmten Drain-Source-Spannung relativ konstant. In der Schaltung nach Bild 3.9 liegt das Gate auf Masse. Der Widerstand R1 bestimmt den Drainstrom. (Schnittpunkt der Widerstandsgeraden für R1 mit der Kennlinie vergleiche Bild 3.8!)
Source ist damit negativer als Gate. Vergrößert man den Drainstrom, steigt auch der Spannungsabfall an R1. Die wirksame Gate-Source-Spannung wird negativer und wirkt damit der Stromänderung entgegen. Prinzipiell liegt wieder die gleiche Gegenkopplung wie in Bild 3.7a vor.
Die Variante benötigt keine Konstantspannungsquelle. Allerdings lassen sich nur Ströme bis zu einigen Milliampere einstellen. Diese Schaltung ist bereits ein echter Konstantstromzweipol. Schaltet man ihn in einen Stromkreis, so wird der im Kreis fließende Strom stabilisiert.
Ein weiterer Vorteil der Schaltung besteht darin, daß der Temperaturkoeffizient des Stromes (je nach fließendem Drainstrom) negative bis positive Werte annehmen kann. Es gibt auch einen Arbeitspunkt, bei dem der Temperaturkoeffizient Null ist.
Die Dimensionierung erfolgt durch grafische Bestimmung der Widerstandsgeraden wie in Bild 3.8. Die Gerade wird durch den Ursprung (0; 0) und durch ein Wertepaar (hier -2 V/ -2mA; das entspricht R1 $= 1\,\mathrm{K}\Omega$) festgelegt. Der Arbeitspunkt ist der Schnittpunkt mit der Kennlinie $I_D = f(-U_{GS})$,

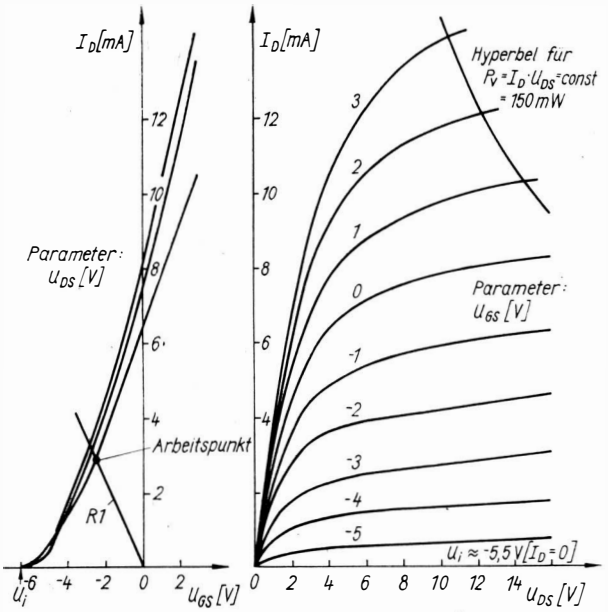


Bild 3.8 Transfer- und Ausgangskennlinien des MOSFET *SM 104*

dessen Koordinaten dem Konstantstrom und der im Betrieb auftretenden Drain-Source-Spannung (hier 3 mA/6 V) entsprechen. Man legt zuerst den Arbeitspunkt fest und bestimmt daraus R1.

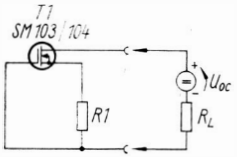


Bild 3.9 Stromquelle mit MOSFET

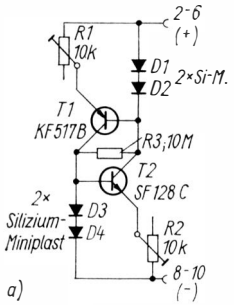
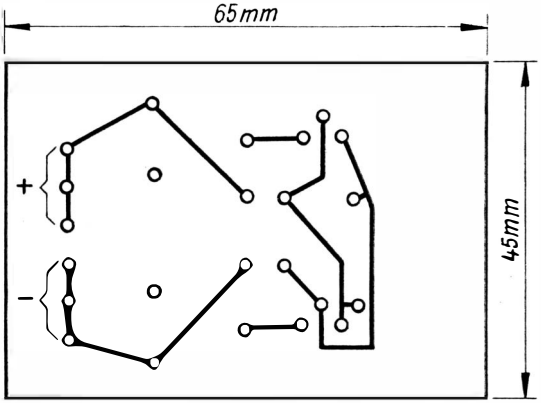
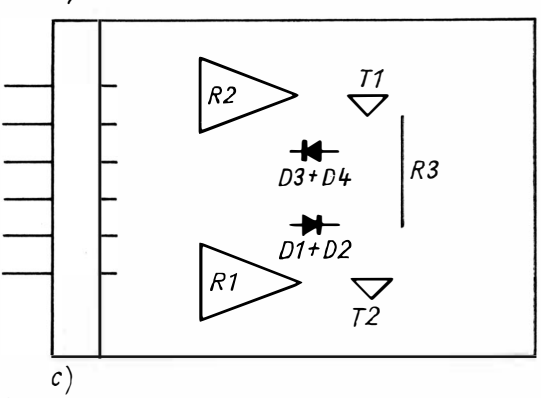


Bild 3.10. Konstantstromzweipol mit Bipolartransistor. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestükkungsplan





3.1.2.3. Konstantstromzweipol mit Bipolartransistoren

Der Konstantstromzweipol nach Bild 3.10 enthält zwei parallel geschaltete Stromquellen. Die stabilisierten Kollektorströme erzeugen an den Dioden konstante Spannungen von etwa 1,5V. R3 garantiert ein sicheres Starten beim Einschalten. Die Schaltung arbeitet bei Spannungen größer als etwa 3V.

$$I = U_F \, (1/R1 + 1/R2) \tag{3.19}$$

3.2. Wechselgeneratoren

3.2.1. Sinusgeneratoren (Oszillatoren)

Eine besondere Bedeutung (sowohl historisch als auch praktisch-physikalisch) haben Schaltungen, die sinusförmige Schwingungen erzeugen. Es handelt sich dabei um echte periodische Zeitfunktionen (die Nulldurchgänge durch die x-Achse sind gleich weit voneinander entfernt).
Durch Überlagerung von mehreren Sinusschwingungen verschiedener Frequenzen und/oder Amplituden kann man prinzipiell jede beliebige periodische Impulsfolge erhalten. Schwingkreise, bestehend aus Induktivitäten und Kapazitäten (das sind 2 verschiedene Formen von Energiespeichern, ebenso wie etwa Masse und Feder eines Federschwingers) verändern lediglich Amplituden oder/und Phasenwinkel einer Sinusschwingung, nicht aber die Form.
Überlagert man 2 Sinusschwingungen sehr unterschiedlicher Frequenz an einem nichtlinearen Bauelement (z. B. Diode und Transistor), so entsteht eine modulierte Schwingung. Die Schwingung niedrigerer Frequenz wird der mit der höheren Frequenz aufgeprägt.
Das ist die Grundlage aller Arten von Funkdiensten in den Lang-, Mittel- und Kurzwellenbereichen. Sinusschwingungen bilden die einfachste Möglichkeit, Informationen zu übertra-

gen. In der Theorie der Informationsverarbeitung haben die Sinusschwingungen eine fundamentale Bedeutung zur Berechnung der verschiedensten Erscheinungen der Wechselstromtechnik.

Sinusgeneratoren arbeiten nach dem Prinzip in Bild 3.11. Ein Verstärker mit der Verstärkung v und einer Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang φ_v wird mit einem Rückkopplungsnetzwerk (Filter, bestehend aus Kondensatoren, Widerständen, Spulen) beschaltet. Dieses Rückkopplungsnetzwerk dämpft die Amplitude der Schwingungen und verändert deren Phasenlage. Wenn die Phasenwinkel des Netzwerkes und des Verstärkers sich gerade zu 360° ergänzen und die Verstärkung des Gesamtsystems größer als Eins ist, erregt sich das System von selbst. Ein 1maliger Anstoß der Schaltung (z. B. durch das Einschalten) wird verstärkt und gelangt an den Eingang des Rückkopplungsnetzwerkes. Wenn Teilkomponenten des Ausgangssignals des Filters das Eingangssignal des Verstärkers unterstützen (gleiche Phasenlage), so schau-

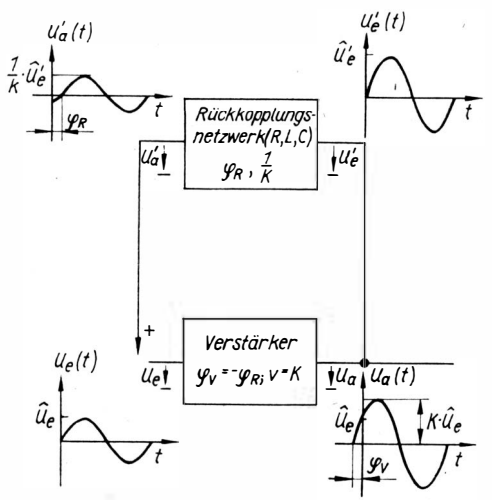


Bild 3.11 Prinzipschaltung eines Sinusgenerators

keln sich Schwingungen auf, bis irgendwann eine Begrenzung (z. B. durch die Speisespannung) einsetzt.
Da Verstärker i. allg. Breitbandverstärker sind, der Oszillator aber nur eine definierte Frequenz abgeben soll, muß das Rückkopplungsnetzwerk Filtereigenschaften aufweisen. Nur die gewünschten Frequenzen dürfen am Verstärkereingang wirksam werden. Damit werden aber gleichzeitig auch Impulsverformungen (z. B. Verflachung der Sinusspitzen durch Begrenzungseinsatz) entsprechend der Übertragungscharakteristik der Gesamtschaltung unterdrückt. (Die Schwingungen, die zur Verformung des gewünschten Ausgangssignals beitragen, werden durch die Zusammenschaltung des Filters mit dem Verstärker gedämpft.) Für hohe Anforderungen an die Form der erzeugten Sinusschwingung müssen Amplitudenregelschaltungen verwendet werden. Im folgenden sind zunächst 2 klassische Sinusgeneratorschaltungen beschrieben.

3.2.1.1. Phasenschiebergenerator

Eine 1stufige Verstärkerschaltung (vgl. 4.1.1.) hat eine Phasenverschiebung zwischen Eingang und Ausgang von 180° und eine Verstärkung von

$$v_u \approx -\frac{R_C}{R_E} \cdot \tag{3.20}$$

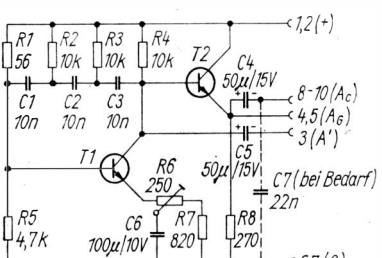
R_C: Kollektorwiderstand
R_E: Emitterwiderstand (kapazitiv nicht überbrückt)
Das Gegenkopplungsnetzwerk muß also die Phase der Ausgangsspannung um 180° drehen. Die entstehenden Verluste dürfen höchstens $1/v_u$ betragen, damit die Gesamtverstärkung des Systems (aufgetrennte Rückkopplung) Eins bleibt.
Wenn in einen Kondensator über einen Widerstand ein Strom eingespeist wird, so baut sich am Kondensator erst langsam eine Spannung auf (der Kondensator lädt sich auf). Die Kondensatorspannung „kommt" später als der Strom. Bei sinusförmiger Erregung beträgt die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung 0 bis $< +90°$ (je nach Dimensionierung);

$$\varphi = \text{arc tan } \frac{R}{2\pi f C} \tag{3.21}$$

f: Frequenz des sinusförmigen Stromes
φ: Phasenwinkel
Schaltet man mehrere RC-Glieder hintereinander, so kann die Phasenverschiebung größer werden. Für 180° sind 3 RC-Glieder nötig.
Da aber Kondensator und Widerstand für Wechselgrößen einen Spannungsteiler bilden, ist die Ausgangsspannung des Filters kleiner als dessen Eingangsspannung. Diese Verluste muß die Verstärkerstufe ausgleichen.
Sind alle 3 Kondensatoren gleich groß, so ist die kritische Frequenz, bei der die Phasenverschiebung 180° beträgt

$$f_o = \frac{1}{2\pi\, RC\, \sqrt{6}}, \tag{3.22}$$

der Verstärker muß dabei eine Spannungsverstärkung von 29 aufweisen.
Mit dem Potentiometer R6 in Bild 3.12a lassen sich die Verstärkung der Stufe und damit der Schwingungseinsatz einstellen [als Emitterwiderstand in Gl. (3.20) gilt der nicht kapazitiv überbrückte ohmsche Teil] .R1 bis R5 und C1 bis C3 bilden die 3stufige Phasenschieberkette.
Die Schaltung kann man bis zu Frequenzen von einigen Kilohertz einsetzen. Um den Ausgang nicht zu belasten (was die



T1, T2: Silizium-Kleinleistungstransistoren
a)

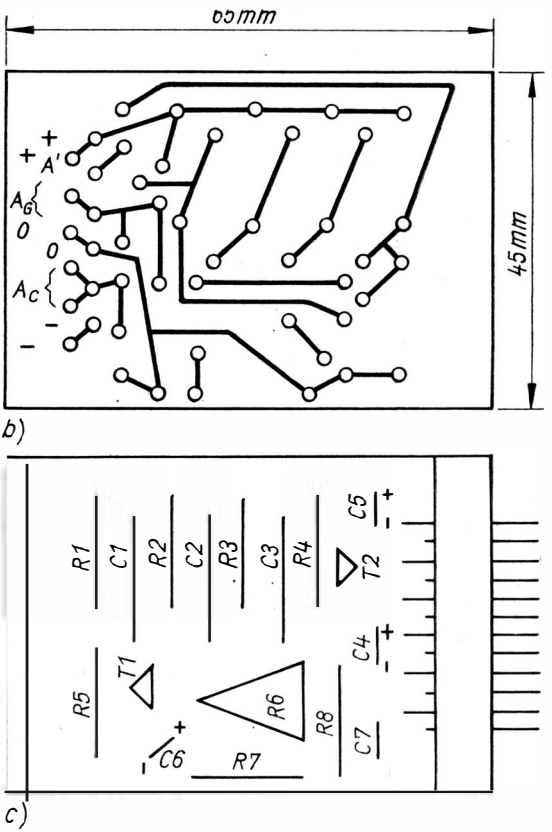


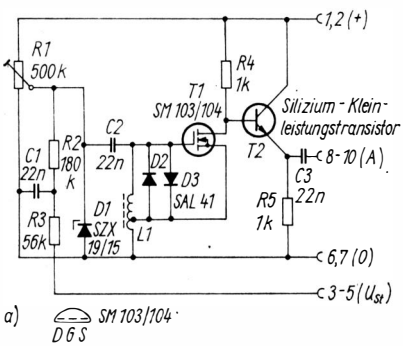
Bild 3.12 Phasenschieberoszillator. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

Frequenz ändern würde, da die Last parallel zum ersten Widerstand der Phasenschieberkette liegt), wurde eine Impedanzwandlerstufe nachgeschaltet. Verstärkerstufe und Impedanzwandlerstufe sind in Abschnitt 4.1.1. und Abschnitt 4.1.2. ausführlich beschrieben. Die Frequenz der Sinusschwingung

liegt bei der Dimensionierung wie in Bild 3.12a bei 800 Hz. Die Amplitude erreicht etwa 2 V. Der Lastwiderstand sollte 500 Ω am Kontakt 8 nicht unterschreiten.

3.2.1.2. HF-Oszillator

Sinusoszillatoren werden vor allem in der Hochfrequenztechnik angewendet. Allein diese Problematik würde Stoff für eine gesonderte Broschüre bilden. Innerhalb dieses Baugruppensystem sei nun eine Schaltung angegeben, die hochfrequente Sinusschwingungen bis in den UKW-Bereich erzeugt.
Bild 3.13a zeigt einen Schaltungsvorschlag.
Als Verstärkerelement wird ein Feldeffekttransistor verwendet. Im Sourcekreis wird mit einer Spule die HF-Schwingung ausgekoppelt und phasenrichtig mit einigen Koppelwindungen in den Gatekreis eingekoppelt.
Die Dioden D3 und D2 begrenzen die Spannung zwischen Gate und Source sowie die HF-Amplitude. (Es können sonst statische Überspannungen auftreten, gegen die MOSFET sehr empfindlich sind — beim Einlöten muß man alle Anschlüsse dieser Bauelemente leitend überbrücken, beachte die Einbauvorschriften in [10]!)
Die Spule wurde steckbar ausgeführt (Verwendung von 2 Tran-



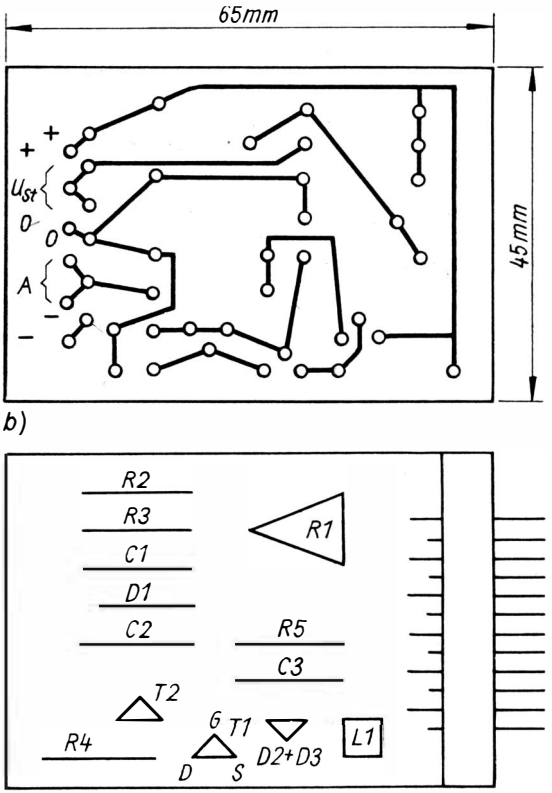


Bild 3.13 HF-Oszillator. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

sistorfassungen). Wird L1 fest eingelötet, so können D2 und D3 entfallen. Eine Besonderheit ist die Verwendung der Z-Diode D1 als Kapazitätsdiode. Die Z-Diode ist ein Bauelement mit relativ großer Sperrschichtkapazität. Durch Verändern der Spannung zwischen 0 V und der Z-Spannung läßt sich

diese Kapazität variieren. Sie wird über C2 (Gleichstromentkopplung) dem Schwingkreis parallelgeschaltet. Verändert sich die Schleiferstellung von R1 bzw. speist man eine Steuerspannung am Kontakt 3—5 ein, so ist die Resonanzfrequenz variabel.

Dieses Prinzip der elektronischen Frequenzeinstellung ist in der Elektronik weit verbreitet. Bei höheren Frequenzen werden jedoch spezielle Kapazitätsdioden verwendet, die besondere Steuerkennlinien $C = f(U)$ und eine hohe Güte aufweisen. Die nachgeschaltete Kollektorstufe mit T2 hält Rückwirkungen durch die Last vom Oszillator fern.

Es gelten folgende Dimensionierungsgleichungen:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_{ers}}} \tag{3.23}$$

$$\frac{N1}{N2} \approx \frac{3}{1} \tag{3.24}$$

Luftspule: $L \approx \frac{N^2 \cdot D^2}{100L + 45D}$ (D: Spulen-⌀, l: Spulenlänge — in m, L in mH) (3.25)

Spule mit Kern: $L \approx N^2 \cdot A_L$ (A_L: technologische Angabe über den Kern) (3.26)

C_{ers}: Kapazität der Z-Diode (etwa $1 \ldots 5 \cdot 10^2$pF)

N_1: Windungszahl zwischen Gate und Source

N_2: Windungszahl zwischen Source und Masse

L: Gesamtinduktivität der Spule

Wird die Oszillatorschaltung im UKW-Bereich verwendet, so muß die Z-Diode entfallen. Soll der Oszillator dennoch abstimmbar sein, so muß man Kapazitätsdioden oder im einfachsten Fall Trimmkondensatoren verwenden.

Mit dieser Schaltung lassen sich Frequenzen bis zu 200 MHz nachweisen.

Für T1 kann auch ein anderer Feldeffekttransistor vom gleichen Leitfähigkeitstyp (n-Kanal) verwendet werden, der bei einer Gate-Source-Spannung von Null bereits einige Milliampere Drainstrom liefert (Verarmungstyp).

Beim Abgleich ($U_{st} = 0$, d. h., Klemmen 3 — 5 und 6, 7 sind verbunden) wird R1 so eingestellt, daß an der Diode gerade die halbe maximal mögliche Sperrspannung steht (bei Z-Dioden $\frac{1}{2} \cdot U_Z$). Bei Verwendung einer 15-V-Z-Diode sind das etwa 7,5 V. In diesem Fall läßt sich die Steuerspannung zwischen — 22,5 V und + 22,5 V variieren. Soll der Bereich U_{st} eingeengt werden, d. h., größere Steilheit der Kennlinie $C = f(U_{st})$, so müssen R2 und R3 verringert werden. Die Zeitkonstante des Tiefpasses C1/R3 bestimmt die obere Grenzfrequenz der Steuerspannung, mit den angegebenen Werten liegt sie bei etwa 1,3 kHz.

Diese Schaltung eignet sich zur Modulation. Als Steuerspannung wird dazu eine niederfrequente Sinusspannung von einigen 100 mV verwendet. Im Takt der NF verändert D1 die Schwingfrequenz der Schaltung, es liegt eine Frequenzmodulation vor.

3.2.2. Freischwingende Rechteckgeneratoren

Eine weitere Gruppe von periodischen Amplitude-Zeit-Funktionen sind die Rechteckschwingungen.

Rechteckimpulse haben eine zentrale Bedeutung in der digitalen Elektronik. Dieser Komplex wird im zweiten Teil (Heft 167 der Reihe „electronica") ausführlich behandelt. Die digitale Informationsverarbeitung kennt nur 2 Signalzustände: hoher Pegel und niedriger Pegel (HJGH und LOW).

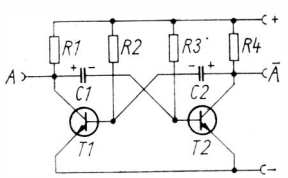


Bild 3.14 Standardschaltung eines quergekoppelten astabilen Multivibrators

Aber auch in der Analogtechnik benötigt man Rechteckimpulse. Rechteckimpulse können durch Multivibratoren erzeugt werden. Charakteristisch ist der starke Rückkopplungsgrad, die aktiven Bauelemente (Transistoren, MOSFET) werden bis an die Grenzen des zulässigen Arbeitsbereiches betrieben, i. allg. liegt Großsignalverhalten vor.

3.2.2.1. Standardschaltung eines quergekoppelten astabilen Multivibrators

Bei der Schaltung nach Bild 3.14 ist stets ein Transistor durchgesteuert und der andere gesperrt.
Zum Verständnis der Funktionsweise ist wichtig, daß die Umschaltvorgänge sehr schnell verlaufen (einige 100 ns). In dieser Zeit können die Kondensatoren aber nicht wesentlich umgeladen werden, sie übertragen vielmehr Potentialänderungen von einem Anschluß auf den anderen. Erst in den beiden (kurzzeitig, nämlich für eine halbe Periode) „stabilen" Zuständen verändern sich die Ladungen der Kondensatoren und damit die über ihnen abfallenden Spannungen durch Einspeisung von Strömen.
T1 sei zunächst durchgesteuert. An C1 steht vom vorhergehenden Zustand eine Spannung, deren Minuspol an der Basis von T2 liegt, so daß dieser sicher gesperrt ist. Durch R3 wird in den Kondensator ein Strom eingespeist. Da der Kollektor von T1 nur einige 10 mV positiver ist als dessen Emitter, wird der T2-seitige Belag von C1 während des Aufladevorganges durch R3 langsam positiver, bis T2 zu leiten beginnt. Dann fällt über dem Kondensator die Basis-Emitter-Spannung von T2 minus die Kollektor-Emitter-Spannung von T1 ab.
Sobald T2 leitet, verringert sich das Potential an dessen Kollektor. Diese Änderung wird über C2 auf die Basis von T1 übertragen. Sobald das Kollektorpotential von T2 geringfügig gesunken ist, sperrt T1 ($\Delta U_{CE2} = \Delta U_{BE1}$, die Basis-Emitter-Spannung sinkt unter die Schwellspannung). Damit wandert aber dessen Kollektorpotential rasch gegen die positive Betriebsspannung. Über C2 gelangt dieser Spannungsanstieg

auf die Basis von T2, so daß dieser zusätzlich Basisstrom erhält und schließlich übersteuert wird (Begrenzung des Kollektorstromes durch die Größe des Kollektorwiderstandes).
Nach diesem Umkippvorgang findet man also folgende Verhältnisse vor: C2 lag vor dem Umkippen T1-seitig auf + 0,7 V, mit dem anderen Belag auf $+ U_{OC}$. Nach dem Umkippen liegt der T2-seitige Belag auf einem Potential von einigen 10 mV. Der andere Belag hat negatives Potential $-[(U_{OC} - 0{,}7\ \text{V})$ plus einige 10 mV]. T1 ist damit sicher gesperrt. R2 speist nun in C2 einen positiven Strom ein, so daß dieser Kondensator umgeladen wird, bis T1 zu leiten beginnt und die Schaltung in den Ausgangszustand zurückkippt.
Die Zeitkonstanten τ sind durch die Größe der Umladewiderstände und der Kondensatoren (R2, R3, C1, C2) bestimmt.
Bei Silizium-Planar-Transistoren tritt folgender Effekt auf: Bei negativen Basis-Emitter-Spannungen von etwa − 4 bis − 8 V beginnt ein Strom zu fließen, da die Eingangskennlinie der einer Z-Diode ähnlich ist (vgl. Bild 3.2b).
Damit wird beim Umschalten die Basis nie negativer als die Durchbruchspannung. Diese Betriebsweise kann aber zu irreversiblen Datenänderungen der Transistoren führen. Die angegebene Schaltung eignet sich deshalb nur für Betriebsspannungen bis etwa 5 V. Fügt man in die Basisstrecke Siliziumdioden ein, so tritt der eben geschilderte Begrenzungseffekt nicht auf. Auch höhere Sperrspannungen können sicher abgeblockt werden. Es gelten folgende Dimensionierungsgleichungen:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2}, \tag{3.27}$$

$$R_1 > \frac{R2}{B_1}, \tag{3.28}$$

$$R4 > \frac{R3}{B_2}, \tag{3.29}$$

$$t_1 \approx 0{,}7\ R2C2, \tag{3.30}$$

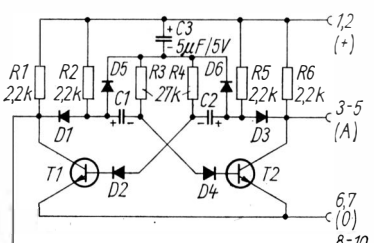
$$t_2 \approx 0{,}7\ R3C1. \tag{3.31}$$

3.2.2.2. Quergekoppelter astabiler Multivibrator mit exakter Rechteckform

Die generierten Impulse der Schaltung nach Bild 3.14a haben Verschleifungen an den Flanken, weil während des Umschaltens (der eine Kondensator hat zunächst eine kleine Ladung, wird aber über den Kollektorwiderstand auf etwa U_{OC} aufgeladen) durch den Kollektorwiderstand der Ladestrom des Kondensators fließt. Die Ausgangsspannung ist von einem exponentiell abklingenden Anteil überlagert.

Um diesen Effekt zu beseitigen, wurden in der Schaltung nach Bild 3.15a die Kollektorwiderstände in 2 durch Dioden entkoppelte Teilwiderstände aufgegliedert. In die Basisleitungen sind Sperrdioden eingefügt. Damit kann U_{OC} auf Werte über 5 V erhöht werden. Im Umschaltmoment sperrt der vorher leitende Transistor (z. B. T1). Die Spannung über C1 kann aber so rasch nicht folgen, das Potential am Kollektor von T1 springt auf U_{OC}, das an der Anode von D1 bleibt auf einem geringen positiven Wert. Damit sperrt D1, und der Umladestrom für C1 kann die Ausgangsspannung nicht beeinflussen. Man erhält eine verbesserte Rechteckform.

Zur Dimensionierung gelten die Gleichungen (3.27) bis (3.31), wenn man R1 ≈ R1 parallel R2 und R4 ≈ R5 parallel R6 setzt. Aus Toleranzgründen sollten die Umladewiderstände R3 und R4 wenigstens 50% kleiner gewählt werden, als sich



T1, T2: Silizium-Kleinleistungstransistor
D1...D6: Silizium-Miniplast
C1, C2: je nach Frequenz (100nF => ≈ 300Hz)
a)

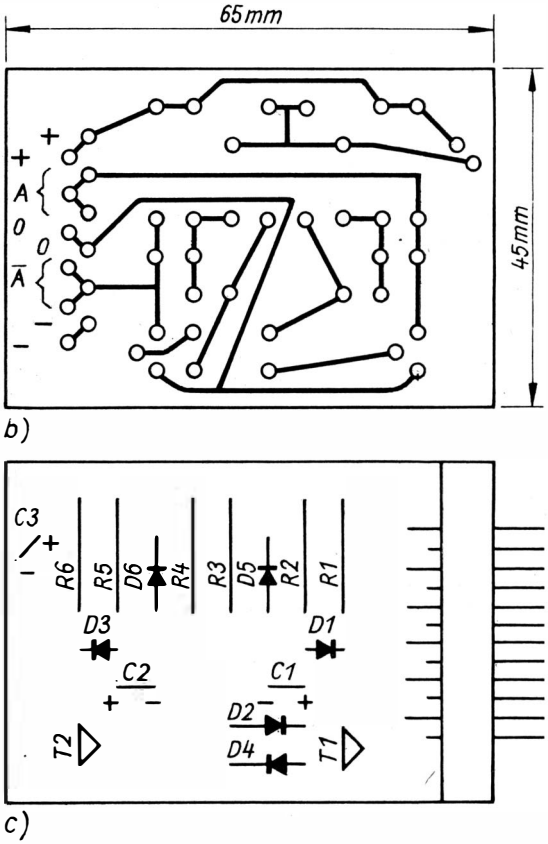


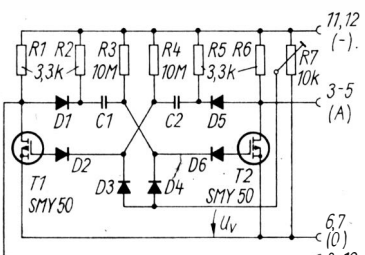
Bild 3.15 Astabiler Multivibrator mit exakter Rechteckform. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

durch Gleichung (3.30) bzw. (3.31) ergibt. Die in Bild 3.15a angegebene Dimensionierung gilt also für Transistoren mit $B > 50$. Die Kombination D5/D6, C3 bewirkt ein sicheres

Anschwingen der Schaltung beim Einschalten der Betriebsspannung.

3.2.2.3. Langsamer quergekoppelter astabiler Multivibrator mit MOSFET

Die Umladezeiten der Kondensatoren in den bisherigen Schaltungen wurden durch die Größe der Basiswiderstände R2 bzw. R3 (Bild 3.14) und die Größe der Kondensatoren bestimmt. Kondensatoren mit großen Kapazitäten benötigen aber ein großes Volumen. Die Umladewiderstände können nicht beliebig vergrößert werden [Gl. (3.30), (3.31)].
Bei MOSFET, also aktiven Bauelementen, die zur Steuerung keinen Eingangsstrom benötigen (der Eingangswiderstand ist fast unendlich groß), wird es möglich, die Umladewiderstände entscheidend zu vergrößern.
Bild 3.16 zeigt einen entsprechenden Schaltungsvorschlag. Die verwendeten MOSFET *SMY 50* oder *SMY 52* leiten bei Spannungen zwischen Gate und Source ab — 6 V (man beachte die gegenüber npn-Bipolartransistoren und n-Kanal-MOSFET *SM 103* und *SM 104* vertauschte Polarität der Spannungen).
Angenommen, T1 sei leitend. Über R4 erhält er eine stark negative Gatevorspannung (etwa $-U_{OC}$). T2 ist gesperrt.
C1 lädt sich über R3 langsam auf, bis T2 durchsteuert. Damit



a) D1...D6: Silizium-Miniplast
C1, C2: siehe Text

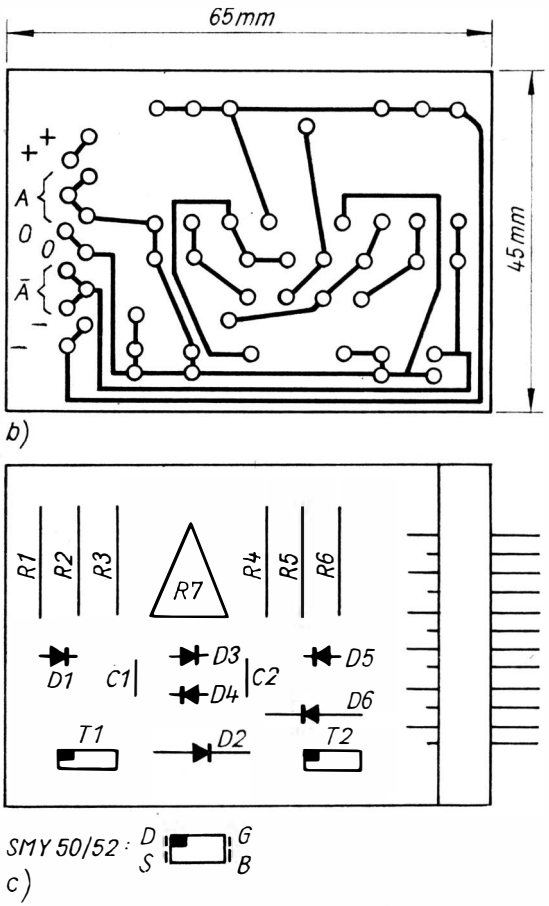


Bild 3.16 Astabiler Multivibrator mit MOSFET. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

wandert dessen Drainpotential in Richtung Massepotential. Diese Änderung gelangt über C2 auf T1, wodurch dieser sperrt. Die Dioden D3 und D4 haben eine Begrenzerfunktion.

Wenn T1 durchgesteuert ist und T2 sperrt, erreicht die Spannung über C1 kurz vor dem Umkippen einen Wert von einigen Volt, wobei der Minuspol an D4, D6 liegt. Nach dem Umkippen liegt die Katode von D1 fast auf $-U_{OC}$. Damit addieren sich U_{OC} und Kondensatorspannung gleichsinnig. Das Gate von T2 erhält eine Vorspannung, die größer als U_{OC} ist. Wenn T1 leitend wird, soll sich die Veränderung seines Kollektorpotentials sofort auf das Gate von T2 übertragen; dieser beginnt zu sperren. Ohne die Dioden D3 und D4 wäre aber das Gate von T2 noch so negativ, daß Drainstrom in diesem fließen könnte, obwohl T1 schon leitet. T2 sperrt erst, wenn das Gate positiver als — 6 V gegenüber Source ist. Die Dioden erzwingen in Verbindung mit R7 an R3 und R4 ein Potential von höchstens etwa — 7 V (oder positiver), wodurch der Rückkopplungsvorgang beim Umkippen beschleunigt wird. Wenn man den Schleifer von R7 in Richtung negativer Werte verstellt, verschlechtert sich die Impulsform. Gleichzeitig ändert sich die Frequenz.

Damit eine optimale Einstellung möglich ist, sollten T1 und T2 gleiche Transferkennlinien [$I_D = f(U_{GS})$] haben. R7 wird so eingestellt, daß sich gerade am Ausgang noch volle Rechteckamplituden ergeben.

Zur Dimensionierung gelten folgende Gleichungen:

$$t_1 \approx R3C1 \tag{3.32}$$

$$t_2 \approx R4C2 \quad \text{falls } |U_{OC}| \approx |U_v| + |Ui| \tag{3.33}$$

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \quad Ui = U_G \text{ für } I_D \approx 0 \tag{3.34}$$

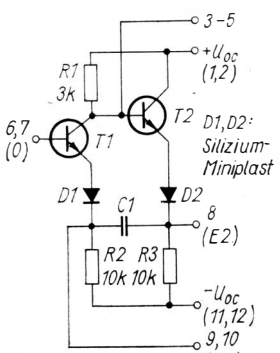
Die Baugruppe läßt sich als langsamer Taktgeber (Taktzeiten bis zu Stunden) verwenden. Für hochwertige Ausführungen sollten Tantalkondensatoren eingesetzt werden, noch besser ist der Einsatz von MP- oder Kf-Kondensatoren, die eine hohe Güte (d. h. großen Kolationswiderstand und damit geringen Reststrom) aufweisen; allerdings werden dabei noch große Volumina für Kapazitäten von 1 μF oder größer benötigt. Für $R3 = R4 = 10\ M\Omega$ und $C1 = C2 = 0{,}68\ \mu F$ wird $T = \frac{1}{f} \approx 9\ s\ (U_{OC} = 15\ V)$.

3.2.2.4. Schneller emittergekoppelter astabiler Multivibrator

Die bisher vorgestellten Schaltungen sind bei Frequenzen im MHz-Bereich nur noch begrenzt funktionsfähig. Die Impulsform verschlechtert sich dabei schon entscheidend. Die frequenzbestimmenden Kapazitäten werden u. U. so klein, daß bereits der Schaltungsaufbau einen Einfluß auf die generierten Impulse hat.

Die schlechte Impulsform ist u. a. deshalb zu verzeichnen, weil die Transistoren in der Übersteuerung arbeiten. Man speist dabei mehr Basisstrom in den Transistor, als zum Aufrechterhalten des durch Kollektorwiderstand und Betriebsspannung vorgegebenen Kollektorstromes erforderlich ist. Der Transistor verhält sich nicht mehr wie ein relativ trägheitsloser Schalter. Es vergeht stets etwas Zeit, bis er vom leitenden in den gesperrten Zustand übergehen kann. (Der überschüssige Basisstrom akkumuliert im Basisgebiet des Transistors eine Ladung, die erst abfließen muß, bevor die Basis stromfrei ist. Es handelt sich um ähnliche Entladevorgänge wie bei RC-Gliedern.)

Diese Umschaltzeiten liegen in der Größenordnung von einigen 100 ns und haben bei Frequenzen ab 1 MHz schonerheblichen Einfluß. Ein anderes Schaltungsprinzip vermeidet die Sätti-



a)

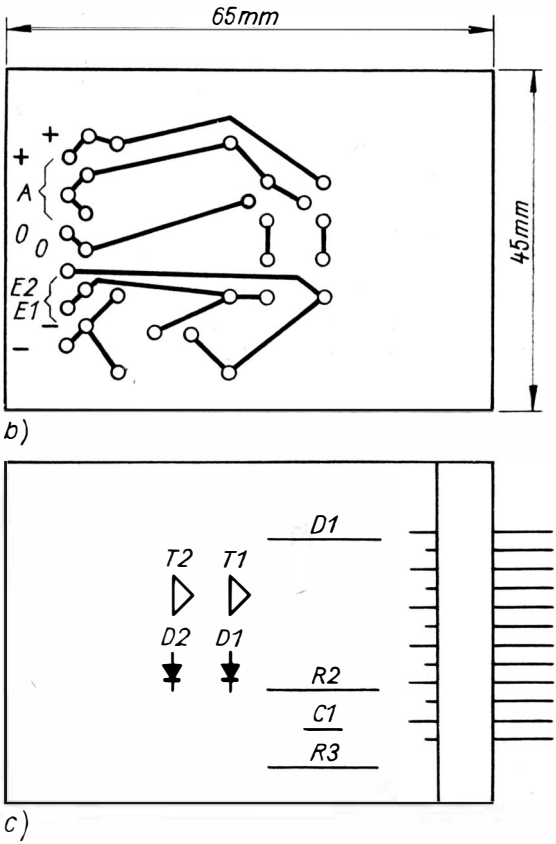


Bild 3.17 Emittergekoppelter astabiler Multivibrator. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

gung der Transistoren. Es lassen sich hierbei Frequenzen von 10 MHz und darüber erzeugen. Außerdem sind für gleiche Schwingfrequenzen bedeutend größere Kondensatoren als bei den quergekoppelten astabilen Schaltungen erforderlich,

wodurch die Wirkung der Streukapazitäten eingeschränkt ist. Bild 3.17a zeigt einen Schaltungsvorschlag.
D1 und D2 haben nur eine Schutzfunktion und können für die folgenden Betrachtungen als Kurzschluß gedacht werden. Die Widerstände R2 und R3 speisen in den Kondensator C1 abwechselnd Ströme ein.
Angenommen, T1 geht gerade in den leitenden Zustand über, dann beträgt sein Emitterpotential gegenüber Masse etwa — 0,7 V (die Basis liegt auf Masse!). Durch R2 fließt Kollektorstrom, und die Basis von T2 liegt annähernd auf Massepotential. Über R3 gelangt nun Strom in den Kondensator und lädt diesen langsam auf; der Emitter von T2 wird negativer.
Wenn die Spannung zwischen Basis und Emitter von T2 gerade etwa 0,7 V beträgt, beginnt dieser zu leiten. Der Emitterstrom kann aber nur von R3 geliefert werden. Damit verringern sich der Stromfluß in den Kondensator und der Emitterstrom von T1. Dessen Emitter und Kollketor wird positiver, wodurch sich der Basistrom von T2 erhöhen kann. Der Multivibrator kippt in den anderen Zustand; T1 ist stromlos, T2 nimmt den gesamten Strom von R3 auf. Der Strom von R2 fließt in den Kondensator und weiter in den Emitter von T2. Dadurch lädt sich C1 um, der Emitter von T1 wird negativer. Schließlich beginnt T1 zu leiten, das Kollektorpotential an diesem Transistor sinkt, so daß T2 sperrt. Nun fließen die beiden Konstantströme wieder in den Emitter von T1 womit der Ausgangszustand hergestellt ist.
Es gelten folgende Gleichungen zur Berechnung:

$$t_1 = C \cdot R1 \left(1 + \frac{R3}{R2}\right) \qquad 3.35)$$

$$t_2 = C \cdot R1 \left(1 + \frac{R2}{R3}\right) \qquad (3.36)$$

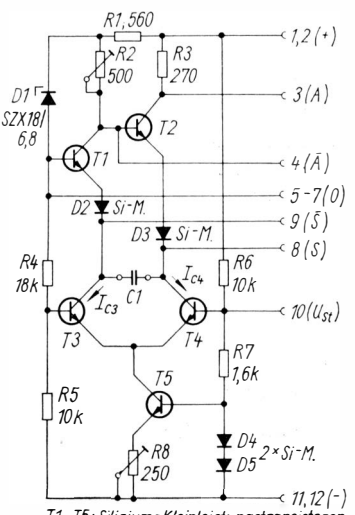
$$R1 < \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} \qquad \text{(falls beide Betriebsspannungen betragsgleich sind!)} \qquad (3.37)$$

Sonst:

$$R1 < \frac{+ U_{oc}}{I_{R2} + I_{R3}} \qquad (3.38)$$

Die Frequenz läßt sich am besten mit R1 einstellen. An E1 und E2 können die Spannungsverläufe beim Umladen von C1 abgenommen werden (nichtlinearer Sägezahn).
Die Amplitude der Ausgangsimpulse bei der Schaltung nach Bild 3.17 beträgt 10 V; bei C = 470 μF wurde eine Periodendauer von 6 s gemessen.
Wenn man an Stelle von R2 und R3 Konstantstromquellen verwendet, die wie in einem Differenzverstärker angeordnet sind, so läßt sich das Tastverhältnis (und damit der Mittelwert) der Rechteckimpulse steuern. Eine entsprechende Schaltung ist in Bild 3.18a gezeigt.
An Kontakt 10 kann eine Steuerspannung U_{St} angelegt werden, mit der sich die Stromaufteilung zwischen T3 und T4 steuern läßt (Bild 3.18). Entsprechend ändern sich die Umladezeiten und das Tastverhältnis, das wie folgt definiert ist:

$$K = \frac{t_1}{t_1 + t_2} \tag{3.39}$$



a)

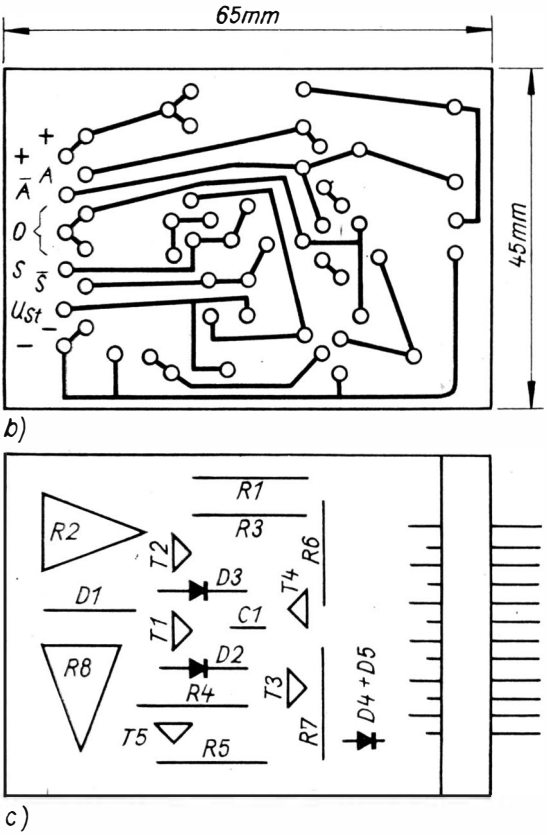


Bild 3.18 Steuerbarer emittergekoppelter astabiler Multivibrator. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

Der Kontakt 10 ist galvanisch nicht abgeblockt, eventuell muß ein Trennkondensator zwischengeschaltet werden! An den Kontakten 8 und 9 kann man sägezahnförmige Span-

nungen abgreifen. Mit R2 läßt sich die Frequenz einstellen.

$$R2 < \frac{U_{OC}}{I_{C3} + I_{C4}} \tag{3.40}$$

Mit dieser Schaltung kann man Modulatoren realisieren, bei denen Tastverhältnis und Frequenz von der Steuerspannung beeinflußt werden. Solche Schaltungen sind z. B. in D-Verstärkern [13] eingesetzt. (Bei D-Verstärkern arbeiten die Leistungstransistoren im Schalterbetrieb, man erzielt im Gegensatz zu Schaltungen wie in Abschnitt 4.1.3. höhere Wirkungsgrade.)

3.2.3. Fremdgesteuerte Rechteckgeneratoren

Im Gegensatz zu den vorgestellten freischwingenden Rechteckgeneratoren benötigen die folgenden Schaltungen externe Steuergeneratoren. Ein Rechteckimpuls wird genau dann einmalig abgegeben, wenn eine Anregung von außen erfolgte. Diese monostabilen Multivibratoren weisen einen stabilen und einen labilen Zustand auf, letzterer liegt unmittelbar nach der Triggerung vor. Man nutzt die gleichen Rückkopplungsprinzipien wie bei astabilen Schaltungen aus.

3.2.3.1. Standardschaltung eines quergekoppelten monostabilen Multivibrators

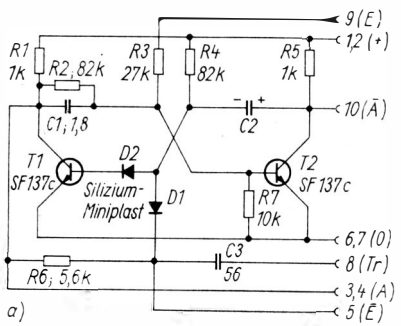
Bild 3.19 zeigt die entsprechende Standardschaltung. Im Vergleich zur astabilen Schaltung wurde der Rückkopplungszweig C1 durch R2 ersetzt (vergleiche Bild 3.14), der parallelgeschaltete Kondensator beschleunigt die Umschaltvorgänge von T2 und verbessert damit die Impulsform, insbesondere bei hohen Frequenzen. Im Ruhezustand ist T1 leitend und T2 gesperrt. Die Spannung an C2 beträgt etwa U_{OC}, der negative Pol liegt an der Anode von D1. Wenn man an C3 eine negative Impulsflanke anlegt (Übergang von einem beliebigen statischen Potential an Kontakt 8 auf ein negativeres), wird diese

über D1 auf die Basis von T1 übertragen und sperrt diesen Transistor. Damit leitet T2. (Das Kollektorpotential von T1 ist etwa U_{OC} geworden.) Wenn der Impuls, der den Umkippvorgang auslöste, nicht mehr wirksam ist, verharrt die Schaltung dennoch eine gewisse Zeit in ihrem labilen Zustand. Das Kollektorpotential von T2 beträgt nur einige 10 mV. Folglich zieht die Spannung über C2, die von der in ihm während der stabilen Phase gespeicherten Ladung herrührt, die Basis von T1 in den negativen Bereich, wodurch dieser weiterhin sperrt. Über R4 lädt sich C2 allmählich auf. Wird die Basis von T1 dabei positiv, beginnt T1 schließlich wieder zu leiten. Dadurch sperrt T2, der stabile Zustand ist wieder erreicht.
Es treten hier die gleichen Effekte und Probleme wie bei der astabilen Schaltung auf, z. B. muß im Basiskreis von T1 eine Entkopplungsdiode vorgesehen werden. R5 läßt sich auch in 2 parallele Teilwiderstände aufteilen.
Die Schaltung wird mit folgenden Gleichungen dimensioniert:

$$T_H \approx 0{,}7\ R4C2 \tag{3.41}$$

$$T_E \approx 2{,}2 \cdot R5C2 \tag{3.42}$$

T_H: Haltezeit
T_E: Erholzeit
Nach einer Triggerung lädt sich C2 um, dafür ist die Erholzeit erforderlich; erst nachdem T_E verstrichen ist, kann man erneut triggern.



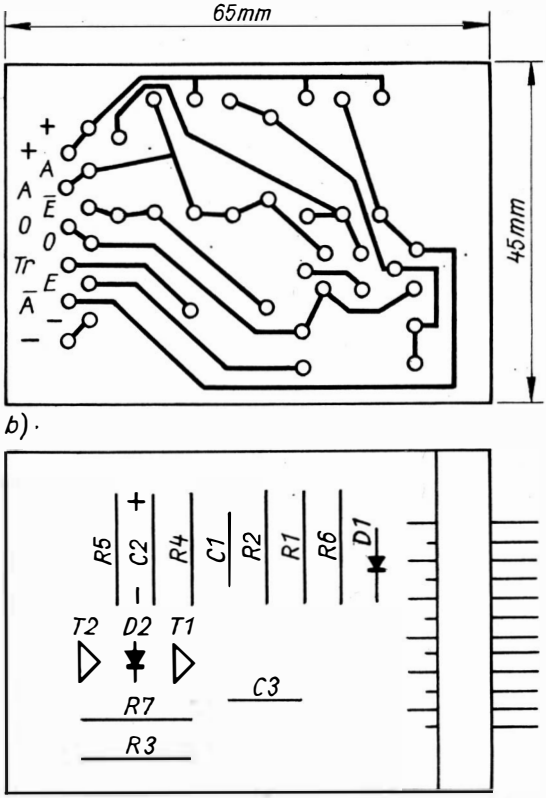


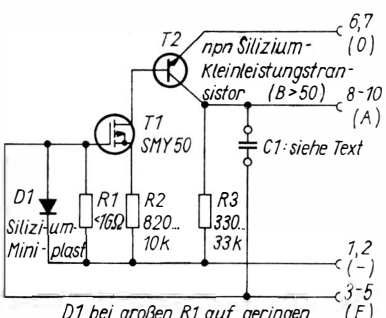
Bild 3.19 Standardschaltung eines quergekoppelten monostabilen Multivibrators. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

Am Kontakt 8 können negative Impulsflanken eine Triggerung auslösen, an Kontakt 5 ermöglichen dies negative statische Spannungen.

An Kontakt 9 läßt sich durch eine positive Spannung T2 in den leitenden Zustand versetzen.

3.2.3.2. Langsamer quergekoppelter monostabiler Multivibrator mit MOSFET

Für besondere Zwecke, z. B. als Zeitschalter, werden Schaltungen benötigt, die nach einem kurzen Auslöseimpuls einen sehr langen Rechteckimpuls abgeben. Der Ruhestrom der Schaltung in den Betriebspausen sollte gering sein.
Bild 3.20a zeigt eine komplementäre Variante mit einem MOSFET und einem Bipolartransistor. Beide Bauelemente sind im Ruhezustand gesperrt. Erst ein negativer Auslöseimpuls am Eingang E steuert T1 und damit auch T2 durch. Da der Kondensator C1 im Ruhezustand entladen ist, wird T1 im leitenden Zustand gehalten, auch wenn der Triggerimpuls abgeklungen ist. Am Gate liegt annähernd die volle Betriebsspannung. Über R1 lädt sich C1 allmählich um, bis T1 keine ausreichend große Gatespannung erhält und sperrt, wodurch auch T2 stromlos wird. Mit dem negativen Kollektorpotential (diese Änderung ist über C1 am Gate wirksam) wird die Anode von D1 positiver, so daß D1 leitet. C1 kann sich nun über R3 und D1 entladen, bis D1 wieder sperrt; eine neue Triggerung ist vorbereitet.
Bei Dioden mit geringem Sperrstrom und hochwertigen Kondensatoren lassen sich große Haltezeiten erzielen:



a)

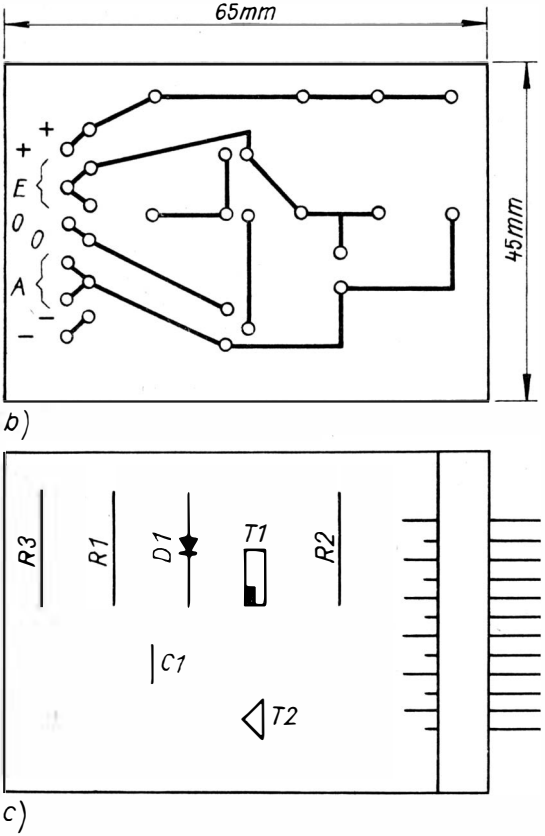


Bild 3.20 Langsamer monostabiler Multivibrator mit MOSFET. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestükkungsplan

$$T_H \approx R1C1 \cdot \ln \frac{U_{OC}}{U_i + U_F} \quad (U_i \approx -3 \ldots -6V \text{ für } SMY\ 50 \text{ und } SMY\ 52) \tag{3.43}$$

$$T_E \approx R3C1 \cdot \ln \frac{U_{OC} - U_i}{U_F} \quad (U_F \approx 0{,}7\ V) \qquad (3.44)$$

T_H: Haltezeit
T_E: Erholzeit
R2 und R3 sind in den angegebenen Grenzen frei wählbar. Mit $C1 = 0{,}68\ \mu F$ und $R1 = 1{,}2\ M\Omega$ wird $T_H \approx 0{,}9$ s ($U_{OC} = 15$ V).

3.2.3.3. Emittergekoppelte monostabile Schaltung

Die in Abschnitt 1.2.2.4. beschriebene emittergekoppelte astabile Schaltung kann auch als monostabile Schaltung ausgeführt werden.
Bild 3.21a gibt einen Hinweis. Zusätzlich zu der Schaltung in Bild 3.17a wurden C2, R4, D3 und D4 eingefügt. Im Ruhezustand ist T1 gesperrt, der von R2 gelieferte Strom fließt über D4 nach Masse ab. Wenn T1 durch einen positiven Triggerimpuls an Tr leitend wird, sperrt T2. T1 erhält über R3 und C1

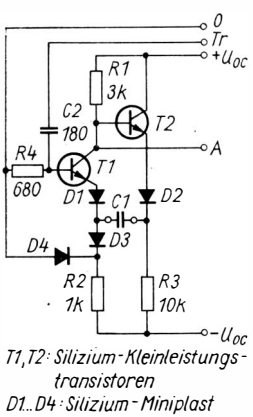


Bild 3.21 Emittergekoppelter monostabiler Multivibrator

Strom. C1 wird so aufgeladen, daß der D2-seitige Belag negativer wird. Das führt schließlich dazu, daß nach Ablauf der Haltezeit T2 zu leiten beginnt und den Strom von R3 übernimmt. Damit sperrt T1 wieder. Da beim Umschalten der Emitter von T2 schlagartig positiver wird, wird auch das Anodenpotential von D3 positiver als das von D4. Der Strom, den R2 liefert, lädt also C1 um, bis D3 sperrt und D4 wieder leitend ist. Die Haltezeit wird von R3, C1 und R1 bestimmt, die Erholzeit von R2 (und den Kennwerten des vorherigen Zustandes). R2 kann wegen der Diodenentkopplung wesentlich niederohmiger als R3 gemacht werden, was die Wiederherstellung der Triggerbereitschaft der Schaltung beschleunigt.

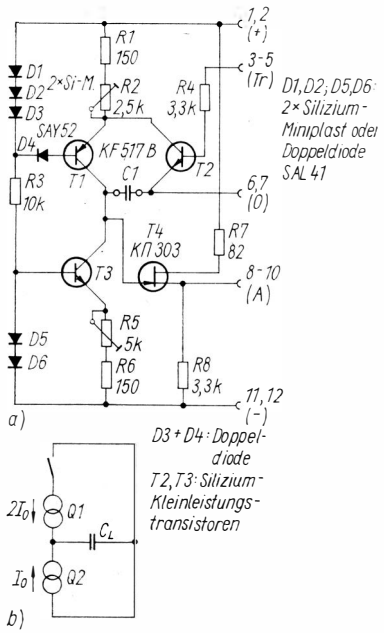
3.2.4. Dreieckgeneratoren

Dreieckförmige Spannungen werden besonders in der Meßtechnik und Analogrechentechnik benötigt. Mit entsprechenden anderen Baugruppen lassen sich z. B. Analog-Digital-Wandler realisieren. (Das sind Schaltungen, die einen analogen Spannungswert in eine codierte Zahlendarstellung umformen, siehe dazu Teil II.)
In Oszillografen verwendet man linear ansteigende Spannungen zur Horizontalablenkung des Elektronenstrahls.
Im folgenden werden 2 Schaltungen vorgestellt, bei denen der integrale Zusammenhang zwischen Spannung und Ladestrom eines Kondensators ausgenutzt wird (die Spannung über einem Kondensator ist gleich dem Integral des Stromes, multipliziert mit einer Konstanten).
Den Begriff der Integration kann man anschaulich mit dem Füllen eines Wasserbehälters vergleichen. Wenn in ein Gefäß eine Flüssigkeit eingespritzt wird (wobei die Flüssigkeitsmenge je Sekunde konstant sei), so steigt der Wasserspiegel linear mit der Zeit an. Die Höhe des Wasserspiegels entspricht der Spannung, die Wassermenge dem Strom.
Die mathematischen Zusammenhänge sind in Abschnitt 3.3. kurz angegeben.

3.2.4.1. Triggerbarer Dreieckgenerator

Wird in einen Kondensator ein konstanter Strom eingespeist, so ändert sich die Spannung zeitlich linear. Die Schaltung nach Bild 3.22a enthält 2 Konstantstromquellen (T1 und T3). Der von T1 gelieferte Strom ist dabei doppelt so groß wie der von T3.

Wenn der Schalter geschlossen ist, nimmt Q1 den Strom von Q2 vollständig auf und speist außerdem in C_L einen Strom der Größe I_O ein. Der Kondensator lädt sich auf. Öffnet man den Schalter, so wirkt nur noch der Strom von Q2. Der resultierende Strom in C_L ist damit dem vorherigen Fall gerade entgegengerichtet, C_L wird umgeladen.



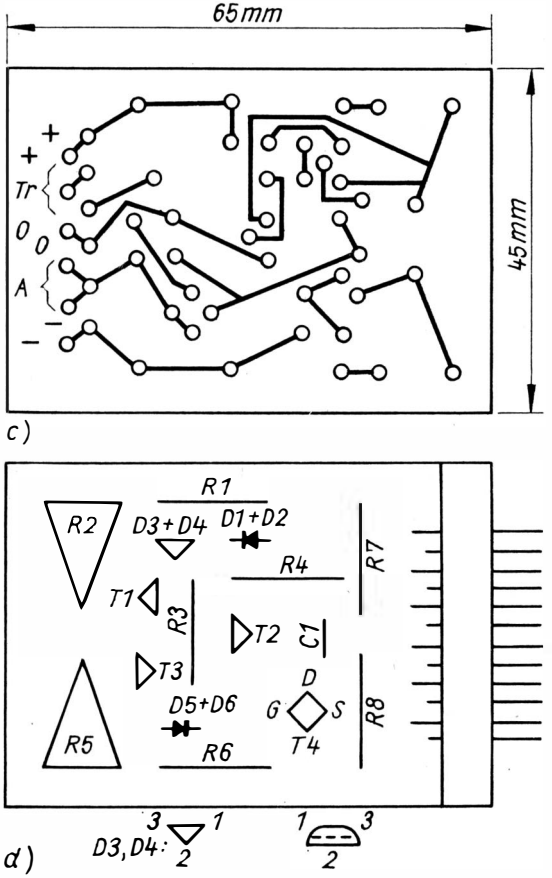


Bild 3.22 Sägezahngenerator mit Konstantstrom-Kondensatorumladung. a — Stromlaufplan; b — Prinzip; c — Leiterzeichnung; d — Bestückungsplan

In der Schaltung nach Bild 3.22a ist der Schalter durch T2 realisiert, wobei zum „Schließen" an Tr keine Spannung, zum Öffnen aber eine positive Spannung (+ 15 V) anliegen muß.

Wenn T2 leitet, liegt der Emitter von T1 auf Massepotential, wodurch dieser stromlos wird.
Am Knotenpunkt T1, T3, C1 entsteht damit eine dreieckförmige Spannung, deren Amplitude maximal 13 V beträgt. Die Amplitude ist abhängig von der Taktfrequenz an T2.
T4 wirkt als Impedanzwandler und greift die Spannung rückwirkungsfrei ab. Die Linearität der Dreieckimpulse wird damit durch die äußere Last nicht beeinträchtigt. Es gelten folgende Dimensionierungsgleichungen:

$$I1 = C1 \cdot \Delta Ua/T1 \qquad \text{mit } \Delta U_a \approx 25 \text{ V} \tag{3.45}$$

$$I2 = C1 \cdot \Delta Ua/T2 \tag{3.46}$$

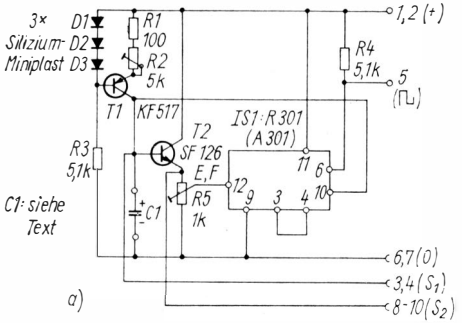
$$I1 = 2\,U_F \left(\frac{1}{R1 + R2} - \frac{1}{R5 + R6} \right) \tag{3.47}$$

$$I2 = -\,2U_F \cdot \frac{1}{R5 + R6} \tag{3.48}$$

T1: ansteigende Flanke
T2: abfallende Flanke
Die Schaltung wird zur Abgabe von Einzelimpulsen nach einer Triggerung verwendet. Die Umladezeiten von C1 können getrennt eingestellt werden. Eine freischwingende Schaltung zur Erzeugung von Sägezahnimpulsen wird im folgenden Kapitel vorgestellt.

3.2.4.2. Freischwingender Sägezahngenerator

Wenn eine Flanke eines Dreieckimpulses extrem steil ist, so spricht man von einem Sägezahnimpuls. Die Schaltung nach Bild 3.23a arbeitet nach dem Prinzip in Bild 3.23b. Ein Kondensator C1 wird mit dem Strom I_O, der von einer Stromquelle geliefert wird, aufgeladen. Der Impedanzwandler nimmt die Spannung über C1 hochohmig ab und führt sie einem Schwellwertschalter zu (vgl. 3.3.3.!). Bei Erreichen der Einschaltschwelle des Triggers wird der Schalter S1 geschlossen und C1 schlagartig entladen.



In der Schaltung nach Bild 3.23a liefert T1 einen Konstantstrom zur Aufladung von C1. T2 ist als Impedanzwandler geschaltet. Der Initiatorschaltkreis *A 301* (Basteltyp: *R 301*) wird als Schwellwertschalter verwendet. Die Einschaltschwelle liegt bei 2,7 V, die Ausschaltschwelle bei 1,6 V. Wenn der Einschaltschwellwert an P in 12 überschritten wird, so wird C1 schlagartig über den Ausgangstransistor in IS1, dessen Kollektor an Pin 10 liegt, entladen. Der Spitzenstrom liegt bei 330 mA. Dieser Wert übersteigt den maximalen Last-Gleichstrom laut Datenblatt, es konnten aber keine Ausfälle der integrierten Schaltung beobachtet werden.
Mit R1 kann man die Periodendauer, mit R5 die Amplitude der Sägezahnimpulse einstellen. R5 wirkt dabei als Spannungsteiler. Liegt der Schleifer am Emitter von T2, so ist die Ampli-

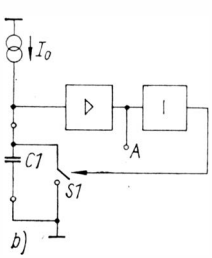
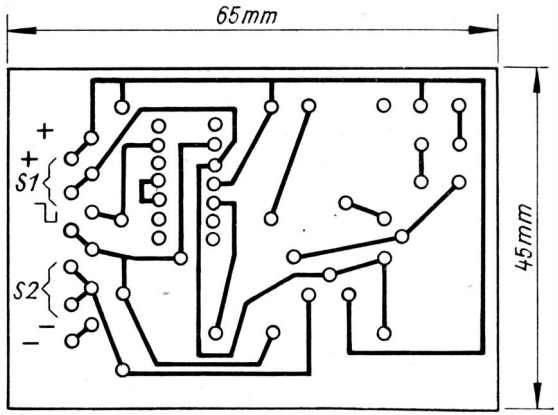
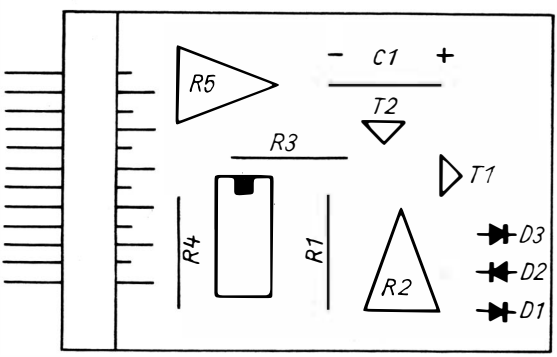


Bild 3.23 Freischwingender Sägezahngenerator. a — Stromlaufplan; b — Prinzip; c — Leiterzeichnung; d — Bestückungsplan



c)



d)

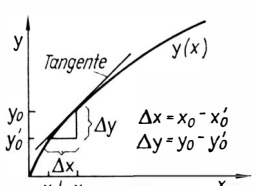
tude der Impulse etwa 1,1 V. Die Frequenz läßt sich bei C1 = 100 nF mit R1 ≈ 1,5 KΩ auf 900 Hz abgleichen. Dieser Wert von R1 ergab eine besonders gute Linearität der Impulse, I_O ist dann etwa 1 mA. Die Rückflanke der Impulse dauert einige Mikrosekunden. Die Schaltung läßt sich also nur bis zu Frequenzen von etwa 10 ... 20 kHz sinnvoll einsetzen.

3.3. Formerschaltungen

Alle bisher beschriebenen Schaltungen lieferten Impulse oder Wechselgrößen. Es besteht nun die Aufgabe, aus diesen Wechselgrößen qualitativ neue abzuleiten. So kann es erforderlich sein, die Form der Amplitude-Zeit-Funktion (z. B. Erzeugung einer parabelförmigen Spannung aus einer Rechteckspannung) oder nur die Amplituden zu verändern.

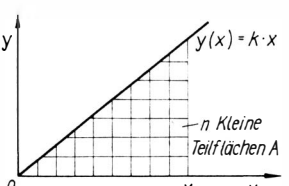
3.3.1. Differentiation und Integration

Differentiation ist mathematisch die Berechnung des Anstieges einer Funktion. Durch Differentiation erhält man z. B. aus der Vorderflanke eines Dreieckimpulses einen Rechteckimpuls oder aus einer Sinusschwingung eine Cosinusschwingung. Integration ist mathematisch die Bildung der Fläche, die eine Funktion mit der x-Achse (Abszissenachse) bildet. Durch Integration eines Rechteckimpulses erhält man die Vorder-



Ableitung (Anstieg) von y(x) in x_0: $y' = \frac{dy}{dx} = \frac{\Delta y}{\Delta x}$ (Anstieg der Tangente in x_0); $y' \approx \frac{y_0 - y'_0}{x_0 - x'_0}$

a)



Integral (Fläche) von y(x) zwischen 0 und x_0:

$$I = \int_0^{x_0} y(x)\,dx \approx n \cdot A$$

hier: $I = \int_0^{x_0} K \cdot x\,dx = K \cdot \frac{x^2}{2}\Big|_0^{x_0} = K \cdot \frac{x_0^2}{2} - K \cdot \frac{0^2}{2}$

$= K \cdot \frac{x_0^2}{2}$ $\quad K = \text{const}$

$$I(x) = K \cdot \frac{x^2}{2}$$

b)

Bild 3.24 a — Differentiation; b — Integration von Funktionen

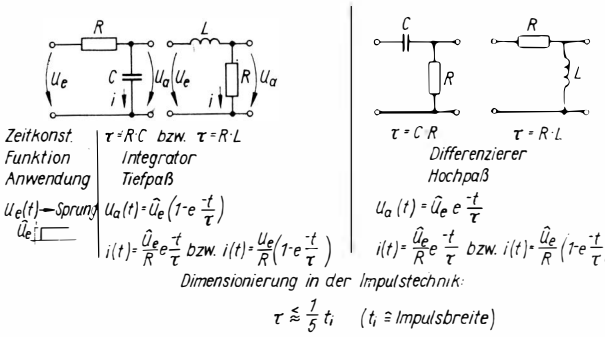


Bild 3.25 Schaltungen zur Differentiation und Integration

flanke eines Dreieckimpulses, aus einer Cosinusschwingung wird eine Sinusschwingung erzeugt.

Differentiation und Integration sind zueinander invers. Bild 3.24 zeigt die Zusammenhänge bei diesen Operationen. In der Impulstechnik verwendet man RC- oder LC-Glieder als Differenzierer und Integrierer. Bild 3.25 gibt einen Überblick über Schaltungsprinzipien und Eigenschaften. Für höhere Anforderungen an die Genauigkeit verwendet man spezielle Schaltungen mit Operationsverstärkern (vgl. Abschnitt 4.2.!). Integratoren werden in der Elektronik z. B. als Tiefpässe verwendet. Eine Zeitfunktion

$$y'(t) = y_0 \sin(2\pi f t) \tag{3.49}$$

geht in eine Cosinusschwingung über:

$$y(t) = -\frac{1}{2\pi f} y_0 \cos(2\pi f t) \tag{3.50}$$

Die Frequenz tritt als Teilungsfaktor der Amplitude auf. Je höher die Frequenz ist, desto geringer wird die Amplitude hinter dem Integrator.

Im Oszillogramm äußert sich das darin, daß alle steilen Anstiege und Spitzen eines beliebigen Impulses abgeflacht sind, weil diese gerade von den höherfrequenten Anteilen des Spek-

trums herrühren (wie bereits angedeutet, läßt sich jeder Impuls durch eine Überlagerung von Sinusschwingungen darstellen). Mit Differenziergliedern bereitet man Triggerimpulse für digitale Schaltungen auf. Die Kombination C2, R6 in Bild 3.19 ist eine solche Anordnung. Ein Rechteckimpuls zeigt eine starke Änderung der Amplituden an den Flanken. Diese Änderung wird vom Differenzierer erfaßt und zur Triggerung verwendet.

3.3.2. Amplitudendämpfung

Dämpfung ist die Verringerung der Amplitude eines Signals unabhängig von der Frequenz. So werden z. B. Impulsformen nicht verändert.
Die Dämpfung gibt das Verhältnis der Ausgangs- zur Eingangsspannung an:

$$a = \frac{u_a}{u_e} \tag{3.51}$$

In der Elektronik verwendet man noch ein anders Maß für Spannungs-, Strom- oder Leistungsverhältnisse, das Dezibel. So lautet Gl. (3.51) dann

$$A = 20 \lg \frac{u_a}{u_e}. \tag{3.52}$$

Eine Dämpfung um den Faktor 10 entspricht gerade — 20 dB, um den Faktor 2 etwa — 6 dB.
Gl. (3.52) gilt für Strom- oder Spannungsverhältnisse, bei Leistungsverhältnissen muß der Faktor 20 durch einen Faktor 10 ersetzt werden [weil die Leistung proportional dem Quadrat einer Amplitude ist, was sich im Logarithmus aber gerade als Multiplikation der rechten Seite von (3.51) mit 2 ausdrückt].
Sind mehrere einzelne Dämpfungs- oder Verstärkungsglieder hintereinandergeschaltet, so multiplizieren sich deren Amplitudenübertragungskoeffizienten. Die logarithmischen Werte sind also nur zu addieren. Ein Verstärker mit Verstärkungs-

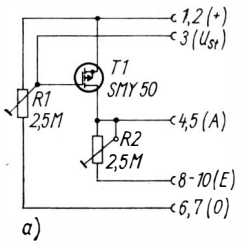
faktor 10 und ein Dämpfungsglied mit Dämpfungsfaktor 2 liefern 20 dB + (— 6 dB) = 14 dB resultierende Verstärkung. (Siehe dazu auch [14]!)

Als Dämpfungsglied verwendet man am einfachsten einen Spannungsteiler. Interessanter jedoch ist eine elektronische Schaltung, die sich steuern läßt. Bild 3.26a zeigt einen entsprechenden Vorschlag. Ein MOSFET ist gemeinsam mit einem Vorwiderstand (R2) als Spannungsteiler geschaltet. Der Widerstand des Kanals ist abhängig von der Gatevorspannung und ändert sich mit dieser (Bild 3.27).

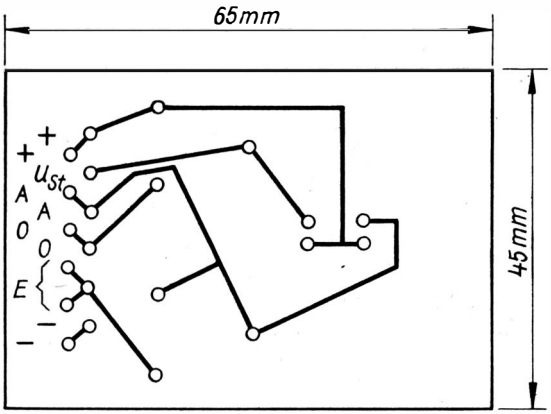
Mit dem Spannungsteiler R1 legt man den Dämpfungsfaktor durch Einstellen einer Gatevorspannung fest. Am Kontakt 3 kann eine Steuerspannung angelegt werden.

Beim Abgleich der Schaltung wird zuerst R2 eingestellt. Sein Wert ist abhängig vom Innenwiderstand der Signalquelle und sollte wenigstens 10mal größer sein. Dann stellt man mit R1 die Signal-Grunddämpfung ein. Wenn die Baugruppe als Schalter eingesetzt werden soll, kann sich das Zuschalten eines Kondensators von einigen Pikofarad parallel zu R2 erforderlich machen. Die Größe dieser zusätzlichen Kapazität, die der Kompensation von technologisch bedingten Kapazitäten im FET dient, läßt sich mit dem Oszillografen bestimmen. Wenn an E eine Gleichspannung und an U_{st} eine Rechteckspannung anliegt, sollten sich saubere Rechteckimpulse an A ergeben.

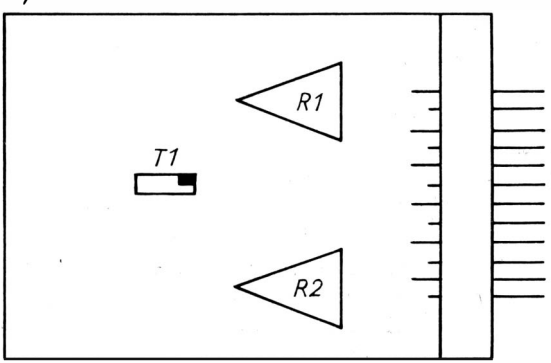
Mit dieser Baugruppe läßt sich der Effekt der Amplitudenmodulation darstellen. Dazu sind eine Wechselspannung als Trägerschwingung und eine zweite als Signalschwingung (diese mit einer mindestens zweimal niedrigeren Frequenz) erforder-



a)



b)



c)

Bild 3.26 Aktiver Spannungsteiler mit MOSFET. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

lich. Den Träger schaltet man an den Eingang E und dämpft ihn mit dem Spannungsteiler im Rhythmus der Signalspannung an Kontakt 3. Die Amplitude des Trägers wird moduliert. Wenn sich beide Schwingungen um einen größeren Faktor

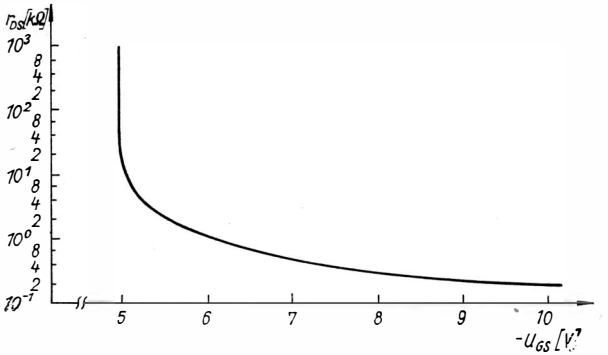


Bild 3.27 Kennlinie $r_{DS} = f(-U_{GS})$ für den MOSFET *SMY 50*

(mindestens 10) unterscheiden, kann man die Modulationsschwingung ausgezeichnet auf dem Oszillografenschirm beobachten.

Amplitudenmodulationen treten immer dann auf, wenn sich 2 Signalschwingungen unterschiedlicher Frequenz an einem Bauelement mit einer nichtlinearen Strom-/Spannungskennlinie überlagern. In Bild 3.28 ist eine weitere Anwendung dargestellt; ein Zerhackerverstärker (*Chopper*).

Gleichspannungen geringer Amplitude lassen sich nur mit einem großen schaltungstechnischen Aufwand verstärken, da

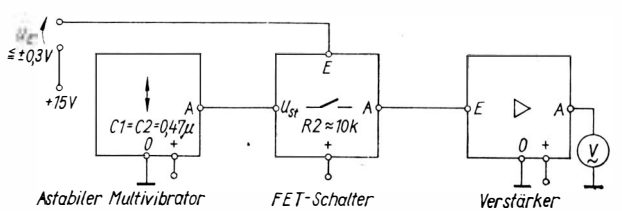


Bild 3.28 Anwendung der Baugruppe nach Bild 3.26 in einem *Chopper*

dann das Nutzsignal etwa gleiche Amplituden wie störende Gleichsignale des Verstärkers haben kann. Demgegenüber lassen sich unkompliziert empfindliche Wechselspannungsverstärker aufbauen. Das Gleichspannungssignal wandelt der FET-Schalter in eine Rechteckimpulsfolge gleicher Amplitude um. Diese Rechteckspannung wird nachfolgend verstärkt und mit einem geeigneten Instrument (mit Gleichrichtung) angezeigt. Die Amplituden, die sich von der FET-Schaltung noch fehlerfrei verarbeiten lassen, liegen etwa bei einigen 10 mV. Der Multivibrator muß exakt symmetrische Impulse liefern, weil sonst die Ausgangsspannung, die das Instrument anzeigt, verfälscht wird.
Der Spannungsteiler nach Bild 3.26 läßt sich außerdem noch in NF-Verstärkern zur elektronischen Lautstärkeregelung einsetzen. Verwendet man ausgesuchte Doppel-MOSFET *SMY 51*, so kann man 2 Kanäle gleichzeitig regeln (Stereo-Verstärker).

3.3.3. Schwellwertschalter

Mit Schwellwertschaltern kann man aus beliebigen Impulsen ausreichender Amplitude Rechteckspannungen erhalten.
In der Digitaltechnik regenerieren Schwellwertschalter z. B. verschliffene Rechteckimpulse.
In der Analogtechnik eignen sich Schwellwertschalter als Grenzwertmelder. Mit ihnen lassen sich auch Zweipunktregler realisieren.
Dazu wird in einen Spannungsteiler der Meßwertwandler geschaltet. Beispielsweise kann das ein Thermistor sein. Die vom Spannungsteiler gelieferte Spannung entspricht in ihrem Wert dann der Meßgröße (hier also der Temperatur). Der Schwellwertschalter wertet diese Meßgröße aus und schaltet ein Relais, mit dem andere Stromkreise eingeschaltet werden können (z. B. ein Heizstromkreis).
Für die ersten beiden vorgestellten Schaltungen sind die Dimensionierungshinweise in Tabelle 3.3 angegeben.

Dimensionierungseichung: vorgegebene Größen — I_{CX1}, I_{CX2}, I_{BX1}, I_{BX2}, $U_{BEX1} \approx U_{BEX2} \approx U_F$, U_{OC}, B1, B2

$$I_{BX1} > \frac{I_{CX1}}{B1}\ ;\quad I_{BX2} > \frac{I_{CX2}}{B2}$$

$$R2 \approx \frac{U_{OC} - U_{EM} - U_{BEX2}}{I_{BX2}}\ (R2 \gg R1)$$

$$R3 \approx R2,\ R4 \approx R5\ (\gtrsim 10\ R2)$$

$$R_E \approx \frac{U_{ein} - \frac{I_{CX1}}{B1} R3 - U_{BEX1}}{I_{CX1} + I_{CX2}}$$

$$R1 \approx \frac{U_{OC} - R_E I_{CX1}}{I_{CX1}} \text{ bzw. } \frac{U_{OC} - U_F}{I_{CX1}}$$

$$R6 \approx \frac{U_{OC} - R_E I_{CX2}}{I_{CX2}} \text{ bzw. } \frac{U_{OC} - U_F}{I_{CX2}}$$

$$I_{BX1} > \frac{I_{CX1}}{B1}\ ;\quad I_{BX2} > \frac{I_{CX2}}{B2}$$

$$R2 \approx \frac{U_{OC}}{I_{CX1}} \approx \frac{U_{OC} - U_{BEX2}}{I_{BX2}}$$

$$R3 \approx \frac{U_{OC}}{I_{CX2}}$$

$$R1 \approx \frac{U_{ein} - U_{BEX1}}{I_{BX1}}$$

$$R4 \approx R1 \cdot \frac{U_{OC}}{U_H}$$

3.3.3.1. Schmitt-Trigger

Die verbreitetste Schaltung eines Schwellwertschalters ist der *Schmitt*-Trigger nach Bild 3.29a. Dabei handelt es sich um 2 über einen gemeinsamen Emitterwiderstand rückgekoppelte Verstärkerstufen. Der Emitterwiderstand wird durch eine Diode gebildet (D1), was die technischen Daten verbessert.

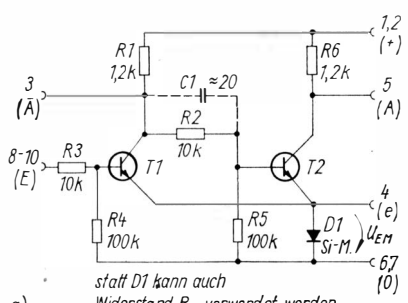
Im Ruhezustand (Eingangsspannung kleiner als Einschaltspannung) ist T1 gesperrt und T2 über R1, R2 leitend. Durch den Emitterstrom entsteht an D1 ein Spannungsabfall von etwa 0,7 V. Wenn die Eingangsspannung positiver als diese 0,7 V plus Basis-Emitter-Schwellspannung von T1 wird, beginnt T1 Strom zu ziehen. Das Kollektorpotential dieses Transistors verringert sich, T2 sperrt.

Um die Ruhelage wieder zu erreichen, muß man die Eingangsspannung unter den Wert der Ausschaltspannung verringern. Die Differenz zwischen Einschalt- und Ausschaltspannung bezeichnet man mit Hysterese (Bild 3.30).

Die Hysterese beschleunigt das Umschalten, da der Transistor T1 förmlich „in die Sättigung gezogen wird". Die Arbeitsfrequenzen reichen bis ins MHz-Gebiet.

Zur einwandfreien Funktion benötigt die Schaltung einen relativ großen Steuerstrom, man muß also bei hochohmigen Quellen eine Impedanzwandlerstufe zwischenschalten.

Diesen Nachteil vermeidet die folgende Schaltung.



a)

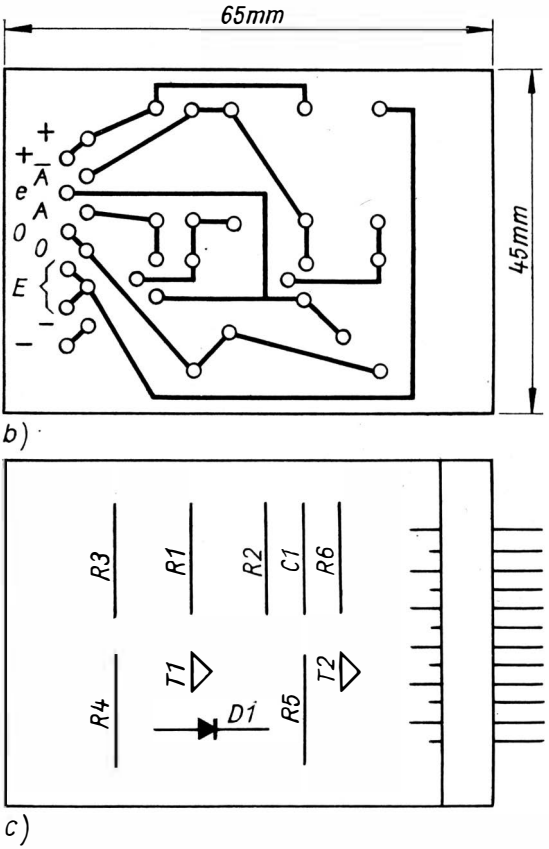


Bild 3.29 *Schmitt*-Trigger. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

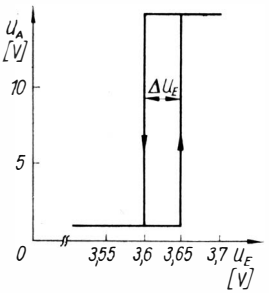
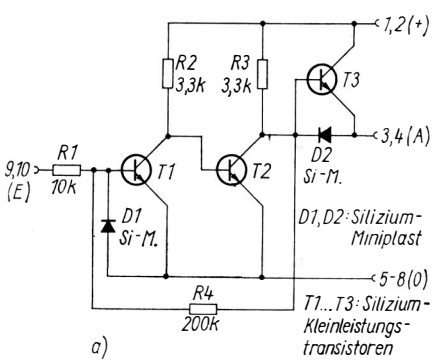


Bild 3.30 Kennlinie des *Schmitt*-Triggers nach Bild 3.29a

3.3.3.2. Stromtrigger

Bei dem in [15] ausführlich beschriebenen Stromtrigger ist ein 2stufiger Transistorverstärker über R4 (Bild 3.31a) direkt vom Ausgang auf den Eingang rückgekoppelt. Im Ruhezustand ist T1 gesperrt und T2 durchgesteuert. Wenn eine positive Spannung an R1 anliegt, beginnt T1 zu leiten und T2 sperrt. Dessen Kollektorpotential wird damit stark positiv. Über R4 gelangt ein zusätzlicher Strom in die Basis von T1, der dessen Einschalten unterstützt. Gleichzeitig tritt aber ein Hysterese-



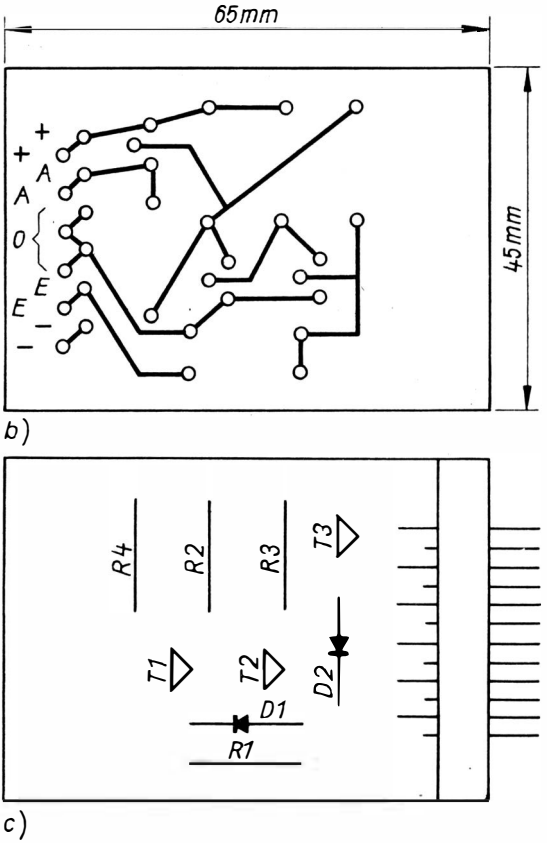


Bild 3.31 Stromtrigger. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplam

effekt auf, so daß sich ein qualitativ gleicher Kennlinienverlauf wie in Bild 3.30 ergibt.

Der Transistor T3 arbeitet als Emitterfolger und bewirkt in Verbindung mit D2 bei kapazitiven Lasten (diese nehmen

beim Umschalten große Ströme auf) ein schnelleres, weil niederohmiges Umladen.
R4 darf nicht zu klein gemacht werden, weil sich sonst die Umschaltgeschwindigkeit durch starke Übersteuerung von T1 verringert.

3.3.3.3. Komparator

Mit dem integrierten Schaltkreis *A 110* kann man einen Schwellwertschalter realisieren, bei dem die Eingangsspannung mit einer vorgebbaren Schwellspannung verglichen wird (Komparator).
Bild 3.32 zeigt einen Schaltungsvorschlag.
Mit den Widerständen R1 und R4 sowie den Z-Dioden D1 und D2 werden die Betriebsspannungen für die integrierte Schaltung bereitgestellt. R2, R3, D3 und D4 schützen den Schaltkreis vor eingangsseitiger Überlastung. Mit R5, R6 und D5 kann man intern eine Schwellspannung in den Grenzen von $\approx \pm 5$ V erzeugen.
Soll eine externe Spannung zum Vergleich an $E_=$ verwendet werden, so ist der Schleifer von R6 auf den D2-seitigen Anschlag zu bringen. Die Ausgangsspannungspegel betragen 0,25 V, falls die Spannung an E_+ negativer ist als an E_- und + 2,75 V für den umgekehrten Fall. Ein sicheres Umschalten

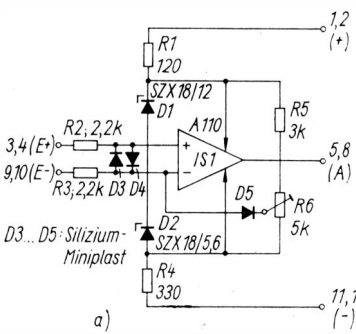
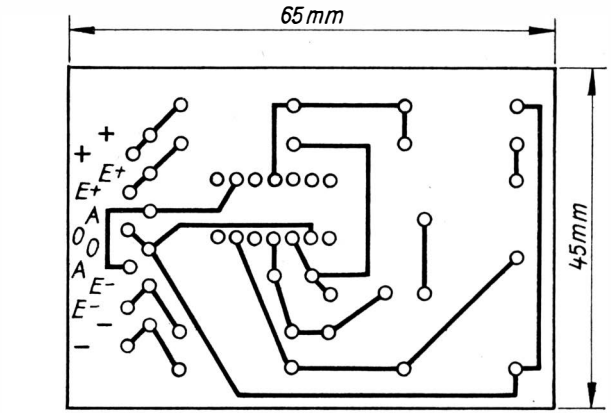
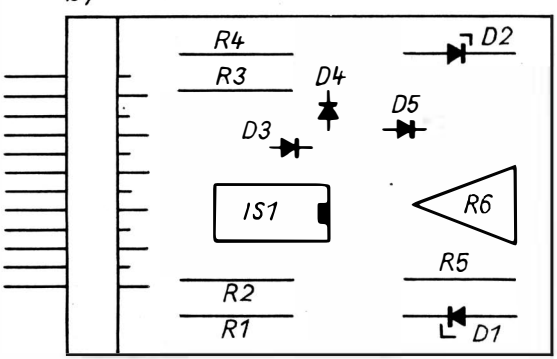


Bild 3.32
Komparator.
a — Stromlaufplan;
b — Leiterzeichnung;
c — Bestückungsplan



b)



c)

wird nur dann erreicht, wenn sich die Eingangspegel um mindestens 5 mV unterscheiden.
(Der Schaltkreis *A 110* hat eine ähnliche Konzeption der Innenschaltung wie der Operationsverstärker *A 109*, vgl. Abschnitt 4.2.2.!)

4. Verstärker von Gleich- und Wechselgrößen

Verarbeitet man elektrische Signale (Übertragung, Modulation usw.), tritt in der Regel ein Amplitudenverlust auf, es entsteht eine unerwünschte Dämpfung des Signals, die ausgeglichen werden muß. Außerdem müssen die Signalgeneratoren oder -quellen über Koppelstufen an die Verbraucher angepaßt werden (Impedanzwandlung). All diese Forderungen erfüllen elektronische Verstärker.
In den folgenden Abschnitten sind zunächst Wechselspannungsverstärker für den Niederfrequenzbereich vorgestellt. Einen wichtigen Abschnitt nehmen die Operationsverstärker in integrierter Schaltkreistechnik ein. Mit diesen IS kann man viele elektronische Schaltungen (teilweise wurden sie in den vorhergehenden Abschnitten bereits beschrieben) sehr ökonomisch, einfacher und mit besseren Eigenschaften realisieren. Darum wird an dieser Stelle auch auf verschiedene Applikationsbeispiele eingegangen. Neben einer Vorbereitung auf die Anwendung von integrierten Schaltkreisen soll der Amateur einen Einblick in die Unterschiede zwischen diskreter und integrierter Schaltungstechnik erhalten.

4.1. Wechselspannungsvorverstärker für Niederfrequenz

4.1.1. 1stufiger Verstärker

Die in Bild 4.1a gezeigte Schaltung läßt sich mit den weiter unten angegebenen Gleichungen bezüglich verschiedener Kenngrößen optimal auslegen.
Zunächst eine wichtige Vorbemerkung: Die Spannungsverstärkung einer solchen Stufe ist weitestgehend vom Stromverstärkungsfaktor des Transistors unabhängig. Zumeist können die Kosten für hochverstärkende Transistoren gespart werden.

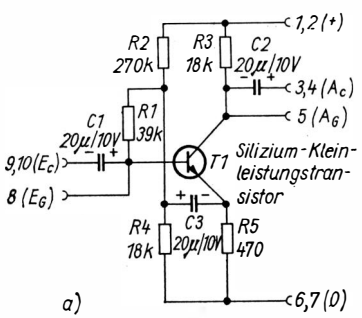
Das Eingangssignal liegt über C1 an der Basis des Verstärkertransistors. R2 und R4 bilden einen Spannungsteiler, der das Basispotential von T1 bereitstellt. Die Basisspannung wird über R1 zugeführt. Bei den folgenden Betrachtungen wird vorausgesetzt, daß der äußere Lastwiderstand und der Ausgangswiderstand des Transistors sehr groß sind (letzterer liegt in der Größenordnung mehrerer 10 kΩ!).

Da die Spannung über der Basis-Emitter-Strecke etwa konstant und signalunabhängig ist (0,6 ... 0,7 V), folgt der Emitter potentialmäßig der Eingangsspannung. Am Knoten R5, C3, T1 steht also die Eingangsspannung (in negativer Richtung verschoben). Da Kollektor- und Emitterstrom nur um den Wert des sehr kleinen Basisstromes differieren, durchfließt R3 fast der gleiche Strom wie R5. Der Wechselstrom durch R5, bedingt durch die Eingangssignalspannung, ist aber gerade

$$i_5 \approx \frac{u_e}{R5}. \tag{4.1.}$$

Damit ist der Wechselspannungsabfall am Kollektorwiderstand

$$u_{R3} = -u_a \approx R3 \cdot i_{R5} \approx u_e \cdot \frac{R3}{R5}. \tag{4.2.}$$



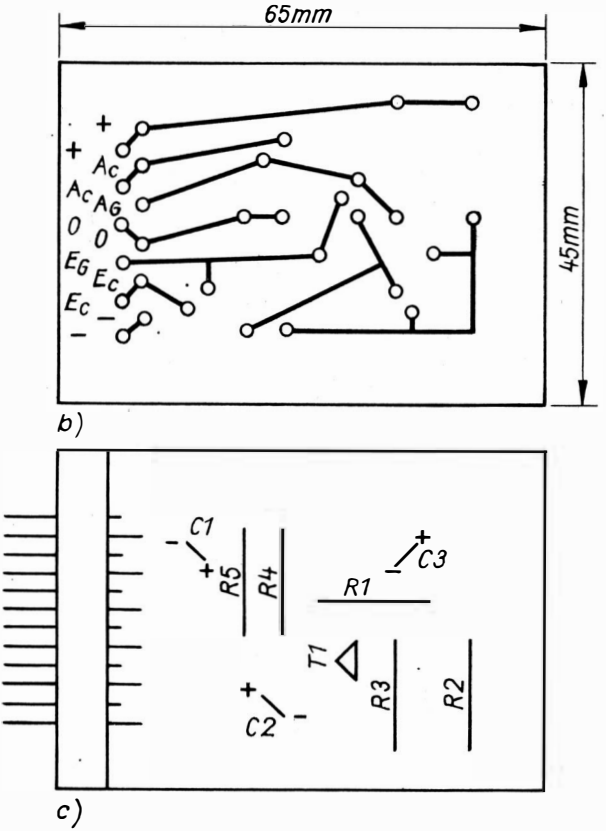


Bild 4.1 1stufiger Niederfrequenzverstärker. a— Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

Die Gesamtverstärkung der Stufe ergibt sich zu

$$v_u \approx -\frac{R3}{R5} \tag{4.3.}$$

und hängt nur noch vom Verhältnis der Widerstände R3 und

R5 ab. Das Minuszeichen verdeutlicht die Phasenumkehr zwischen Aus- und Eingang. Mit $U_T \approx 25$ mV gilt auch noch eine andere Beziehung:

$$V_u \approx -\frac{I_c \cdot R3}{U_T + I_c \cdot R5} \quad (I_E \approx I_c) \tag{4.4.}$$

Diese Gleichung berücksichtigt auch den Fall, daß R5 den Widerstandswert Null hat.
Der Eingangswiderstand der Schaltung berechnet sich zu

$$r_e = B\left(\frac{U_T}{I_c} + R5\right) \tag{4.5}$$

und wird maßgeblich vom nicht kapazitiv überbrückten R5 bestimmt. Mit einem parallelgeschalteten Kondensator würde sich zwar die Verstärkung erhöhen, der Eingangswiderstand nähme dann aber ab. Außerdem wäre die *Bootstrap*-Schaltung (C3, R1) wirkungslos: Der Kondensator wirkt bei nicht überbrücktem R5 als Konstantspannungsquelle und zieht den Spannungsteiler am Knoten R1, R2, R4, C3 mit der Eingangsspannung mit. Damit fällt über R1 fast keine Wechselspannung ab, d. h., durch ihn fließt auch nur ein sehr geringer Wechselstrom. Der Eingangswiderstand wird also vom Spannungsteiler R2/R4 kaum beeinflußt.
Der Widerstand R5 stabilisiert außerdem den Arbeitspunkt der Stufe!
Erhöht sich die Temperatur im Transistorkristall, wird die Eingangskennlinie verändert. Bei gleicher Basis-Emitter-Spannung fließt ein größerer Basisstrom, wodurch auch der Kollektorstrom steigt (negativer Temperaturkoeffizient von $U_{BE} \approx$ 2 mV/K). Um konstante Arbeitsbedingungen zu gewährleisten, kompensiert man diese Änderungen durch eine Gegenkopplung. Steigt der Kollektorstrom an, vergrößert sich auch an R5 der Spannungsabfall, wodurch die wirksame Basis-Emitter-Spannung reduziert wird, was der Vergrößerung des Kollektorstromes entgegenwirkt. Diese Gegenkopplung wirkt auch für Wechselspannungen und verringert z. B. nichtlineare Verzerrungen (Verformungen des Eingangssignals), verbessert den Frequenzgang und reduziert das Eigenrauschen der Stufe.

Mit den angegebenen Dimensionierungen ist die Verstärkung etwa 33. Der Ausgangswiderstand beträgt etwa 18/kΩ, der Eingangswiderstand 30/kΩ (bestimmt durch R5 · B). Die Schaltung nach Bild 4.1 läßt sich mit folgenden Gleichungen berechnen:

$$R5 \geqq \frac{r_e}{B}; \quad R3 = -v_u \cdot R5 \tag{4.6}$$

bzw. $R3 = 0$ (Impedanzwandler)

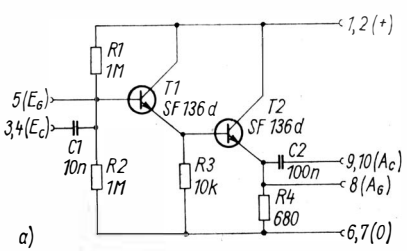
$$I_C = \frac{U_{OC}}{2\,R3} \text{ bzw. } I_C = \frac{U_{OC}}{4\,R3} \; (v_u \approx 1) \tag{4.7}$$

$$R4 \leqq \frac{U_F + I_C\,R5 + \dfrac{R1}{B} \cdot I_C}{10\,\dfrac{I_C}{B}} \quad (U_F \approx 0{,}7\ V) \tag{4.8}$$

$$R2 = R4 \left(\frac{U_{OC}}{U_F + I_C\,R5 + \dfrac{R1}{B}\,I_C} - 1 \right) \tag{4.9}$$

4.1.2. Impedanzwandler

Oft hat die Signalquelle einen relativ hohen Innenwiderstand. Bei zu niedrigen Lastwiderständen (z. B. nachfolgender niederohmiger Verstärkereingang) fällt die Signalspannung zu gro-



a)

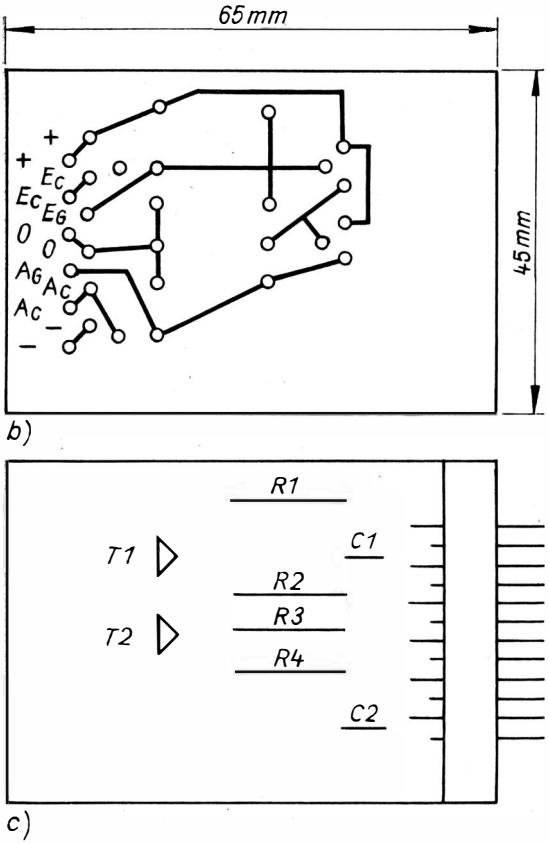


Bild 4.2 Impedanzwandler nach [17]. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

ßen Teilen über dem Generator-Innenwiderstand ab. Man muß also gewährleisten, daß der Lastwiderstand nicht zu klein wird. Diese Bedingung erfüllt ein zwischengeschalteter Impedanzwandler, der das Nutzsiganl niederohmig bereitstellt.

Bild 4.2a zeigt einen Schaltungsvorschlag ähnlich [17], der bis in den MHz-Bereich funktionsfähig ist.
T1 und T2 bilden eine *Darlington*-Stufe (Zusammenschaltung zweier Transistoren mit einer Gesamtstromverstärkung gleich dem Produkt der Teilstromverstärkungen). Der Eingangswiderstand der Schaltung ist etwa gleich dem Innenwiderstand des Spannungsteilers am Kontakt 5 (500 kΩ) parallel zum Eingangswiderstand von T1 (B1 · R3); T2 vergrößert den Eingangswiderstand wegen R3 kaum.
Die Gesamtspannungsverstärkung ist fast Eins.
Sollen hohe Frequenzen verarbeitet werden, so müssen T1 und T2 Tranisistoren vom Typ *SF 245* sein.
Mit der angegebenen Dimensionierung ist der Eingangswiderstand 360 kΩ, der Ausgangswiderstand 120 Ω. Für Anwendungen im Niederfrequenzbereich muß C1 auf 0,1 μF, C2 auf wenigstens 100 μF vergrößert werden. Die untere Grenzfrequenz liegt dann bei 13 Hz. Mit den in Bild 4.2a angegebenen Werten ist sie etwa 13 kHz.
Auch die Schaltung nach Bild 4.1a arbeitet als Impedanzwandler, wenn man die Ausgangsspannung am Emitter von T1 abnimmt. R3 kann dann entfallen.

4.1.3. Eisenlose Endstufe

Endstufen sind Leistungsverstärker, die für eine bestimmte Anschlußbedingung das Signal mit entsprechender Leistung bereitstellen.
Während im Niederfrequenzbereich früher ausschließlich Verstärkerschaltungen mit Übertragern zur Anpassung des Lastwiderstandes verwendet wurden, setzt man heute eisenlose Endstufen ein. Bild 4.3a zeigt einen Vorschlag, ähnlich wie in [18].
T1 arbeitet wieder in *Bootstrap*-Schaltung. Am Kollektor wird das Signal galvanisch ausgekoppelt und in T2 weiter verstärkt. R4 garantiert einen minimalen Kollektorstrom für T1. Den Kollektorstrom von T2 liefert eine Konstantstromquelle (T3, R9, R5, D3, D4). Diese Schaltungsart gewährleistet

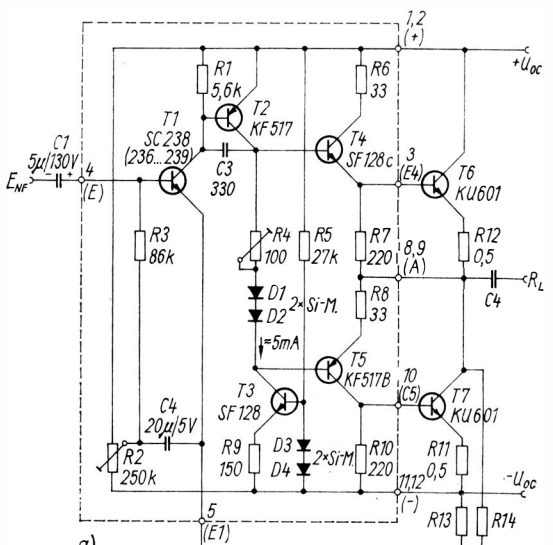
gleichstrommäßig alle Arbeitspunkte, wechselstrommäßig ist T2 aber am Kollektor nicht durch einen ohmschen Widerstand belastet, wodurch man nunmehr eine große Verstärkung erzielt.

T4 und T6 arbeiten als *Darlington*-Emitterfolger (vgl. Bild 4.2), ebenso T5 und T7 (Komplementär-*Darlington*-Emitterfolger).

Mit D1, D2 und R4 werden die erforderlichen Basis-Emitter-Spannungen für T4 bis T7 bereitgestellt.

R12 und R13 stabilisieren den Arbeitspunkt für die Endstufentransistoren (vgl. Abschnitt 4.1.1.).

Ohne äußere Beschaltung hat der Verstärker einen sehr hohen Verstärkungsfaktor. Damit wird es möglich, eine starke Gegenkopplung vorzusehen. Über R13 und R14 fällt die gesamte Ausgangsspannung ab. Der Emitter von T1 erhält entsprechend dem Spannungsteilerverhältnis einen Teil davon. Die Basis-Emitter-Spannung von T1 ist wieder angenähert konstant, so



D1... D4 : Silizium - Miniplast

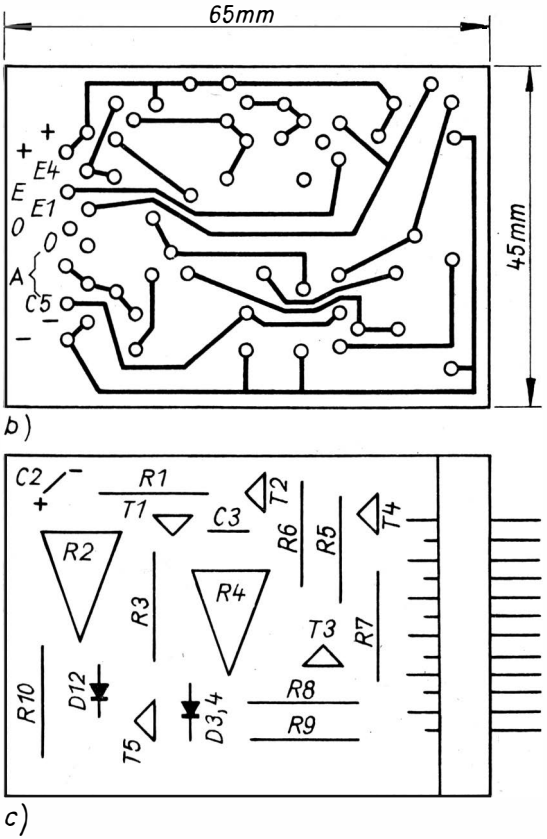


Bild 4.3 Eisenlose Endstufe. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

daß der Emitter mit der Eingangsspannung um etwa 0,6 V versetzt mitgeführt wird. An R13 fällt damit u_e ab.
Die Verstärkung läßt sich also berechnen zu

$$v_u = 1 + \frac{R14}{R13} \cdot \tag{4.10}$$

Für eine symmetrische Arbeitsweise (ermöglicht maximale Aussteuerung) sollte am Ausgang etwa die halbe Betriebsspannung stehen. Nachdem die Spannungsteilerwiderstände R13 und R14 entsprechend der gewünschten Verstärkung festgelegt sind, kann man mit R2 die Ausgangsgleichspannung einstellen.

Die starke Gegenkopplung verbessert die Übertragungseigenschaften erheblich, insbesondere Klirrfaktor und Störabstand werden günstiger.

An Stelle des Gegenkopplungsspannungsteilers R13, R14 läßt sich auch ein Filter vorsehen, welches keinen Einfluß auf die Gleichspannung hat, für Wechselspannung aber eine gewünschte Charakteristik aufweist. Ein Hochpaß im Gegenkopplungszweig beschneidet die hohen Frequenzen bei der Übertragung stärker als die tieferen. Die Kombination Filter/Verstärker hat immer entgegengerichtete Übertragungseigenschaften wie das Gegenkopplungsnetzwerk.

Die Transistoren müssen nicht paarig sein, sie sollten aber in gleichen Stromverstärkungsgruppen liegen. Der Ruhestrom wird mit R4 auf wenige Milliampere eingestellt (bei geringer Aussteuerung dürfen keine Verzerrungen auftreten).

Bei einer Verstärkung von 1 war der Eingangswiderstand 1,2 MΩ. Wird die Schaltung ohne externe Transistoren T6/T7 betrieben, so kann man entsprechend den Grenzdaten von T4 und T5 nur geringe Leistungen erzielen. Die Kontakte 3 und 8/9 werden dazu mit einem Widerstand von 33 Ω überbrückt.

Die folgenden Hinweise erleichtern die Dimensionierung:

$$v_u = 1 + \frac{R14}{R13} \tag{4.11}$$

$$P_{NF} \approx \frac{(2\,U_{OC} - 6\,U_F)^2}{8\,R_L} \tag{4.12}$$

$$R_L > \frac{2\,U_{OC}}{I_{C6,7\,max}} \tag{4.13}$$

$$U_{CE\,max} \gtrsim 2\,U_{OC} \quad \text{(für T2 ... T7)}$$

$$P_{v6} \approx P_{v7} \approx 0{,}1 \ldots 0{,}2\,\frac{U_{OC}^2}{R_L} \tag{4.14}$$

$$C4 \geqq \frac{1}{2\,\pi\,f_{gu}\,R_L} \tag{4.15}$$

Gleichspannung am Kontakt 8 mit R2 auf

$$\frac{U_{OC} - 4\,U_F}{2}$$

einstellen.

Mit R4 Ruhestrom von T6 ,T7 auf 1 ... 10 mA einstellen.

$$R12 = R11 \approx \frac{U_F}{I_{Cmax6,7}} \tag{4.16}$$

Als Ergänzung ist in Bild 4.41 eine äquivalente Schaltung mit einer integrierten Schaltung angegeben. Mit der IS *A 205 K* erzielt man 5 W, mit der *A 203 K* 3 W Ausgangsleistung bei 15 V und $R_L = 4\,\Omega$ bzw. $6\,\Omega$. Die Verstärkung ist indirekt propor-

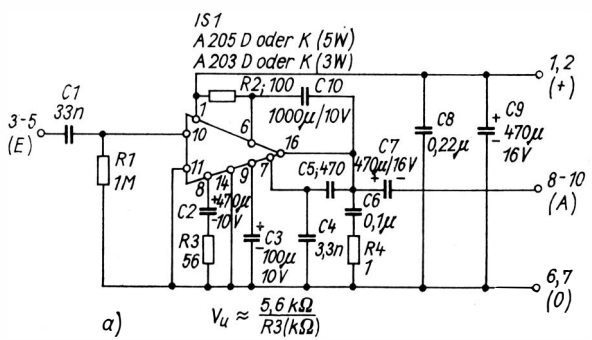
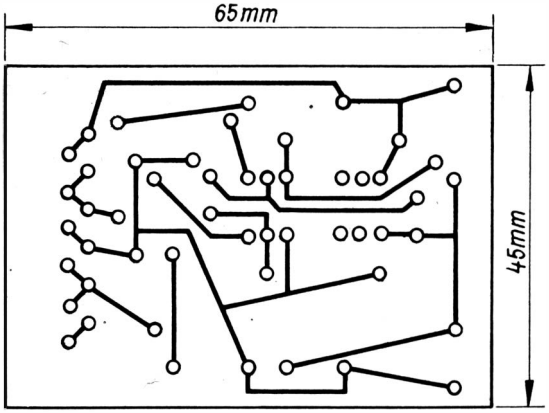
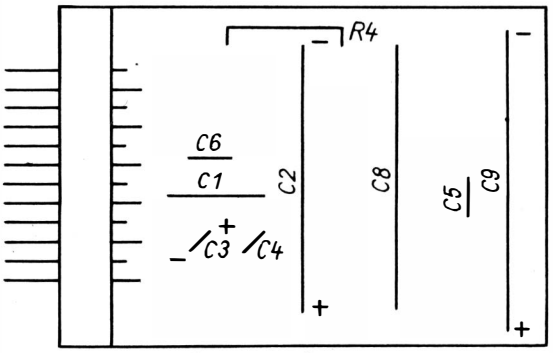


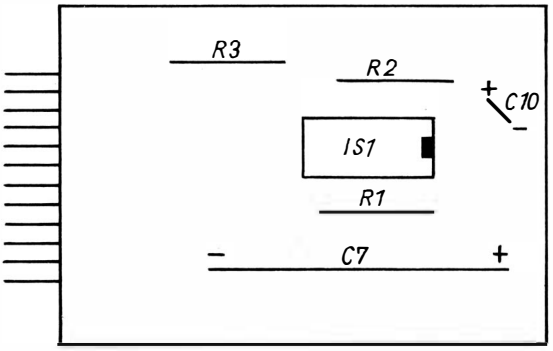
Bild 4.4 3stufiger NF-Verstärker mit IS. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan (Leiterseite); d — Bestückungsplan (Bauelementeseite)



b)



c)



d)

tional zum Gegenkopplungsteilwiderstand R3 und beträgt bei R3 = 56 Ω 100. Man muß für geeignete Kühlung sorgen (Anlöten von Kupferfahnen an die Kühlflächen beim *A 205 D* bzw. *A 203 D*). Ein Vorteil dieses Schaltkreises besteht darin, daß die Gleichstrompotentiale intern in einem großen Bereich der Versorgungsspannung stabilisiert sind.
Sollte die Schaltung schwingen, so liegt das eventuell am extrem hohen Eingangswiderstand (Widerstand von 0,1 MΩ zwischen Eingang und Masse legen!). Eine Besonderheit der Baugruppe besteht darin, daß die Bestückung teilweise von der Leiterseite her erfolgte, man erzielt damit eine bessere Flächenausnutzung der Leiterplatte. Diese Technologie stellt eine Mittelstellung zwischen Ein- und Zweiebenen-Leiterplatten dar.

4.2. Operationsverstärker

Durch die integrierte Schaltkreistechnik erlangte der Operationsverstärker in der analogen Schaltungstechnik besondere Bedeutung.
Zunächst nur aus der Analogrechentechnik bekannt, wo mit ihm als Rechenverstärker mathematische Verknüpfungen zwischen verschiedenen Eingangsgrößen realisiert wurden, wird er heute in den verschiedensten Bereichen angewendet, die vorher diskreten Schaltungen vorbehalten waren.
Die integrierte Schaltungstechnik ermöglichte es, auf engstem Raum billig komplexe Schaltungen unterzubringen. Man erreichte hervorragendes Temperaturverhalten und ausgezeichnete Symmetrieeigenschaften.
Mit den sinkenden Preisen für analoge IS vergrößerte sich ihr Einsatzbereich. Gegenwärtig werden viele analoge Schaltungsprobleme ökonomisch gelöst, wobei u. a. ein Mehraufwand nicht mehr störend ins Gewicht fällt, weil sich der Operationsverstärker fast wie ein Bauelement behandeln läßt. Damit ist es oftmals sinnvoll, mehrere Schaltkreise einzusetzen und die technischen Eigenschaften der Schaltungen damit zu verbessern.

4.2.1. Diskret realisierter Operationsverstärker

Zur Einführung in dieses Thema ist eine einfache Schaltung nach [19] geeignet.

Die Eigenschaften von Transistoren sind temperaturabhängig. Wird mit einer bestimmten Basis-Emitter-Spannung an einem Transistor ein Arbeitspunkt eingestellt, so wandert dieser mit der Temperatur: Bei steigender Temperatur und konstanter U_{BE} steigt der Kollektorstrom, denn mit wachsender Temperatur für gleiche Basis- (und damit auch Kollektorströme) benötigt man eine geringere Basis-Emitter-Spannung (Vergrößerung der Beweglichkeit der Ladungsträger im Halbleiter). Der Temperaturkoeffizient beträgt etwa -2 mV/K. Eine Temperaturänderung von 10 K entspricht also einer Veränderung von U_{BE} um etwa -20 mV.

Operationsverstärker haben eine hohe Verstärkung. Bei Verstärkungsfaktoren um 1000 würde aber eine solche Temperaturänderung bereits Ausgangsspannungen von 20 ... 30 V bedingen. Um diesem Einfluß wirkungsvoll begegnen zu können, verwendet man einen symmetrischen Schaltungsaufbau (Bild 4.5). Jeweils 2 Transistoren bilden eine Differenzverstärkerstufe. Diese wird aus der Konstantstromqelle gespeist.

Die Kollektorwiderstände und Transistoren stimmen in ihren Daten vollkommen überein.

Damit teilt sich bei Symmetrie der Strom I_O auf beide Zweige

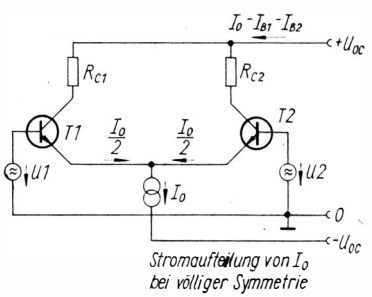


Bild 4.5 Differenzverstärkerstufe

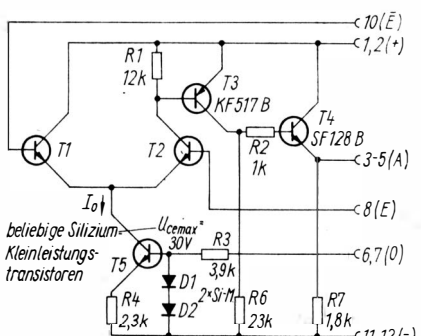
gleich auf. Temperaturänderungen wirken sich auf beide Transistoren gleichermaßen aus, so daß die Symmetrie erhalten bleibt. Die Temperaturstörung wirkt als Gleichtaktsignal. Ebenso haben Betriebsspannungsänderungen kaum Einfluß auf die Schaltungseigenschaften.

Die Eingangsspannung ist ein Gegentaktsignal, welches der Differenzspannung $U_1 - U_2$ entspricht. Diese Spannung wirkt unsymmetrisch und wird entsprechend verstärkt, sie tritt als Ausgangsspannung zwischen den beiden Kollektoren auf.

Zur mathematischen Charakteristik beider Kenngrößen verwendet man die Gleichtaktunterdrückung und die Differenzverstärkung. Beide Größen werden bei Operationsverstärkern meist in dB (vergleiche Abschnitt 3.3.2.) angegeben. Wünschenswert sind eine hohe Differenzverstärkung und eine hohe Gleichtaktunterdrückung, d. h., Gleichtaktsignale sollen möglichst wenig wirksam sein.

Um die Vorteile einer Differenzstufe nutzen zu können, muß das Ausgangssignal möglichst wieder symmetrisch entnommen werden. Oft sind in IS mehrere Differenzstufen hintereinandergeschaltet, erst die Endstufe (Leistungsverstärkung) ist unsymmetrisch.

Bild 4.6a zeigt einen Schaltungsvorschlag. Die Konstantstrom-



a)

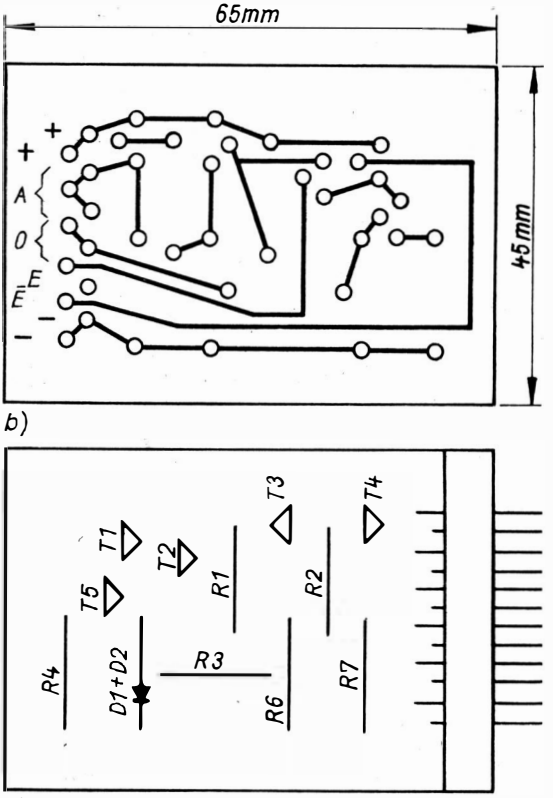


Bild 4.6 Diskret realisierter Operationsverstärker. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

quelle mit T5 versorgt die Differenzstufe T1, T2. T3 koppelt das Signal unsymmetrisch aus und führt es verstärkt dem Emitterfolger T4 zu.

Die Schaltung in Bild 4.6 hat eine Differenzverstärkung von

$$V_{Diff} \approx B3 \cdot \frac{R6 I_O}{4\, U_T} (> 10^3) \text{ für } R1 \gg B3 \cdot \frac{U_T}{I_C}\ ;$$
$$(U_T = 25\ \text{mV}) \qquad (4.17)$$

Zum ordnungsgemäßen Betrieb eines Operationsverstärkers müssen an den Eingängen bestimmte Potentiale zur Arbeitspunkteinstellung vorhanden sein. Charakteristisch ist, daß sich alle Spannungs- und Potentialangaben auf das Potential 0 beziehen. Die symmetrischen Betriebsspannungen betragen also + 15 V bzw. — 15 V. Bei völliger Symmetrie genügte es, die beiden Eingänge auf Masse zu legen, um am Ausgang eine Spannung von Null Volt zu erhalten. Die Eingangsströme würden dabei gleich den Basisströmen der Transistoren der Eingangsdifferenzstufe sein. In der Praxis treten jedoch stets Abweichungen von der Symmetrie auf, so daß man die Fehler kompensieren muß. Bild 4.7 zeigt 2 Möglichkeiten für Gegenkopplungsschaltungen, mit denen diese und andere Störeinflüsse verringert werden können.

Bild 4.7a zeigt den Stromlaufplan für invertierenden Betrieb. Mit R_G wird das Ausgangssignal auf den Eingang zurückgeführt. Über R_V speist man das Eingangssignal ein. R_M sei zunächst Null. Dann gilt folgende Knotengleichung:

$$i_V + i_G \approx 0 \approx \frac{U_e}{R_v} + \frac{U_a}{R_G} \qquad (4.18)$$

Der Operationsverstärker nimmt fast keinen Eingangsstrom auf, da sein Eingangswiderstand hochohmig ist (Idealfall: ∞). Das ist eine Forderung, die praktisch nur näherungsweise

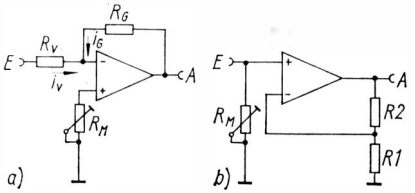


Bild 4.7 Gegenkopplung bei Operationsverstärkern. a — Summierer; b — Elektrometerverstärker

realisiert wird. Dennoch liefert dieses Ersatzschaltbild brauchbare Ergebnisse zur Berechnung wichtiger Kenngrößen. Den Signalspannungsabfall zwischen den beiden Eingängen kann man vernachlässigen. (Die beiden Basisgleichspannungen in Bild 4.5 sind gleichgerichtet und heben sich bezüglich der Differenzspannung auf, für unendlich hohe Verstärkung geht die Eingangsdifferenzspannung, die zur Ansteuerung benötigt wird, gegen Null.)
Damit fällt die Eingangssignalspannung vollkommen über R_V ab, die Ausgangsspannung entsprechend über R_G. Am invertierenden Eingang ist scheinbar Massepotential vorhanden. Die Verstärkung ist

$$v_u = -\frac{R_G}{R_V} \cdot \tag{4.19}$$

Schaltet man mehrere Widerstände R_V an den Knoten, so addieren sich die Ströme. Diese Schaltung läßt sich als Summierer für analoge Signale verwenden.
Interessant ist sie z. B. für NF-Mischverstärker, bei denen mehrere Signalquellen unterschiedlicher Pegel miteinander gemischt werden können. Entscheidend ist dabei, daß die Eingänge völlig entkoppelt sind.
Bild 4.7b zeigt den Stromlaufplan der Gegenkopplungsschaltung für nichtinvertierenden Betrieb. Die Ausgangsspannung fällt völlig über dem Spannungsteiler R1, R2 ab. Ein Teil davon wird am Eingang E_- wirksam.
Da zwischen den Eingängen E_+ und E_- vereinbarungsgemäß keine Spannung abfällt, entspricht die Eingangsspannung in ihrer Größe gerade der Spannung über R1. Es gilt also folgende Gleichung:

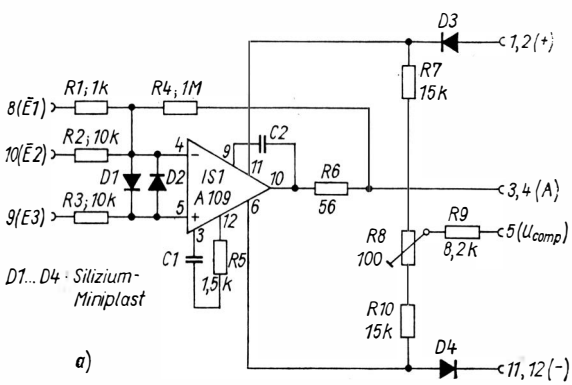
$$\frac{u_a}{u_e} \approx \frac{R1 + R2}{R1} \approx v_u' \tag{4.20}$$

Den Eingangswiderstand bestimmt der Eingangswiderstand der Differenzstufe, er erreicht sehr hohe Werte. Man bezeichnet diese Schaltungsart auch als Elektrometerverstärker. In beiden Schaltungen ist noch ein zusätzlicher Widerstand R_M eingezeichnet. Er hat die Aufgabe, unvermeidliche Toleranzen

der Schaltungssymmetrie auszugleichen. Da praktisch stets ein Eingangsstrom fließt, ruft dieser an R_M auch einen entsprechenden Spannungsabfall hervor. Wenn dieser der Eingangsunsymmetrie gerade entgegengerichtet und betragsgleich mit dieser ist, kann man am Ausgang exakt Null Volt Ausgangsspannung einstellen.
Der Widerstand R_M hat beim Operationsverstärker *A 109* Werte von einigen 100 kΩ bis zu einigen Megaohm.

4.2.2. Operationsverstärkerbaustein mit integriertem Schaltkreis A 109

In Bild 4.8a ist eine Schaltung mit dem Standard-Schaltkreis *A 109* vorgestellt. Mit dieser Baugruppe lassen sich sicherlich gute Erfahrungen im Umgang mit Operationsverstärkern sammeln. Die Dioden D3 und D4 schützen die Schaltung vor Falschpolung der Betriebsspannung, Dl und D2 begrenzen die Eingangsspannung unmittelbar am Operationsverstärker auf ± 0,7 V. R6 ist ein Schutzwiderstand für den Ausgang, er begrenzt den Strom im Kurzschlußfall. Da er mit in der Gegen-



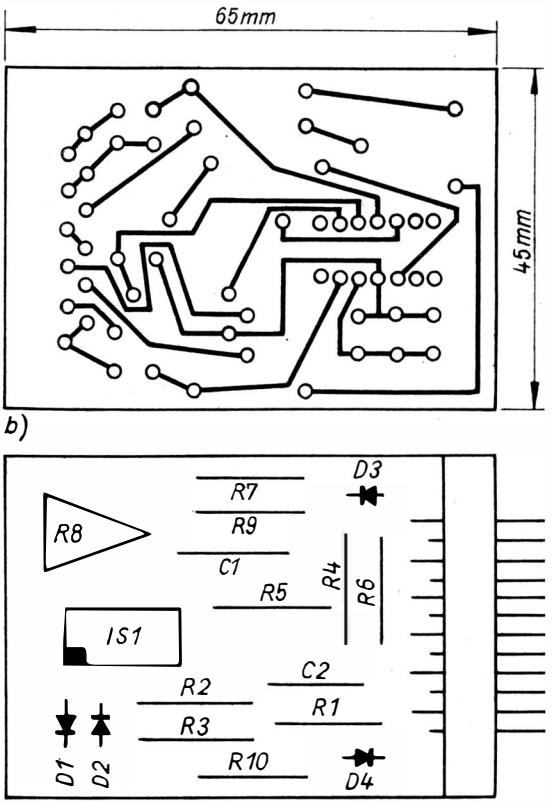


Bild 4.8 Operationsverstärkerbaustein mit IS *A 109*. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestückungsplan

kopplungsschleife liegt, verschlechtern sich die Daten der Schaltung durch ihn nicht wesentlich.
C1 und R5 sowie C2 sind Gegenkopplungszweipole, die das dynamische Verhalten der Schaltung beeinflussen. Sie vermei-

den Instabilitäten. Es gelten folgende Näherungsgleichungen zur Dimensionierung:

$$C1 \approx \frac{5}{|v_u'|} \text{ nF} > 10 \text{ pF} \quad [v_u \text{ nach Gl. (4.19) bzw. (4.20)}] \tag{4.21}$$

$$C2 \approx 0{,}04\ C1 > 3 \text{ pF} \tag{4.22}$$

$$R5 \approx 1{,}5 \text{ k}\Omega \tag{4.23}$$

R4 ist der Gegenkopplungswiderstand (R_G bzw. R2 in Bild 4.7). Wird Punkt 10 geerdet, so arbeitet der Operationsverstärker nichtinvertierend. Die Verstärkung ist 100, läßt sich aber durch Verbinden von R1 mit dem Ausgang oder mit Masse (eventuell über Vorwiderstände) verändern (1000 bzw. $\approx$ 1).
Der Eingang dieser Elektrometerschaltung ist dann Punkt 9. Im invertierenden Betrieb legt man Kontakt 9 auf Masse. Eingangsspannungen am Kontakt 10 werden 100fach, am Kontakt 8 1000fach verstärkt. Beide Eingänge können auch als Summierer beschaltet werden.
Höhere Verstärkungsfaktoren sind wenig sinnvoll, weil sich sonst das dynamische Verhalten verschlechtert. Der Gegenkopplungsgrad, der die Eigenschaften der Schaltungen beeinflußt und Fehler ausgleicht, ist dann zu gering. Jede Größe, die in der Gegenkopplungsschleife liegt, wird gerade um den Gegenkopplungsgrad heruntergeteilt. Das trifft für die Verstärkung ebenso zu wie für Ausgangswiderstand oder Temperaturdrift.

4.2.3. MOSFET-Differenzstufe

Um den Eingangswiderstand der Schaltungen nach Bild 4.6 oder Bild 4.8 zu erhöhen, schaltet man eine MOSFET-Differenzstufe nach Bild 4.9 vor.
T3 ist mit R2, R3, D1 und D2 als Konstantstromquelle geschaltet. T1 und T2 arbeiten als Differenzverstärker. D3 und

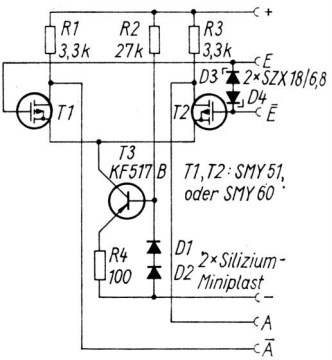


Bild 4.9
Differenzstufe mit MOSFET

D4 begrenzen die Eingangsspannungen auf etwa $\pm$ 7,5 V und blocken auch Berührungsspannungen sicher ab.
Auf Grund des extrem hohen Eingangswiderstandes der MOSFET können Operationsverstärker in Verbindung mit dieser Differenzstufe als Präzisionsintegrierer verwendet werden.
Die Gleichungen (4.18 - 4.20) gelten exakt, wenn die Gegenkopplungsschleife vom Ausgang des *A 109* auf den invertierenden Eingang der Zusammenschaltung Operationsverstärker-FET-Stufe geführt wird.

4.2.4. Anwendungsbeispiele von Operationsverstärkern

Aufgabe der wenigen Seiten über Operationsverstärker kann es nicht sein, umfassend über den Einsatz dieser Bausteine zu berichten. Vielmehr soll in Form eines Überblicks (Bild 4.10 und Bild 4.11) auf markante Anwendungsbeispiele hingewiesen werden. Ausführlicher kann man darüber in verschiedenen Literaturstellen nachlesen.
Der Operationsverstärker wird in der Regel mit einem Gegenkopplungsnetzwerk beschaltet. Dabei hat die Gesamtschaltung gerade entgegengesetzte Eigenschaften wie das Netzwerk. Mit einem Kondensator beschaltet, funktioniert der Operations-

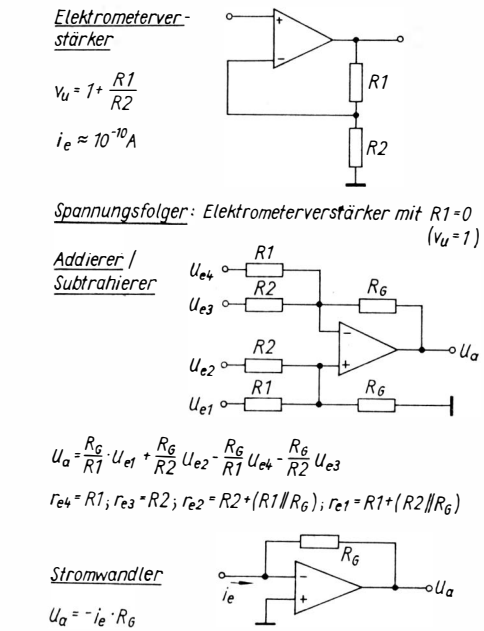
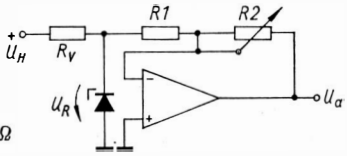


Bild 4.10 Grundschaltungen des Operationsverstärkers

verstärker wie ein Integrierer, ein Tiefpaß ergibt Hochpaßverhalten, eine Diode im Rückkopplungszweig ergibt eine logarithmische Übertragungsfunktion (Abhängigkeit der Verstärkung von der Eingangsspannung). Wählt man Filterschaltungen mit Phasendrehungen von 180°, so kann man einen Oszillator realisieren.

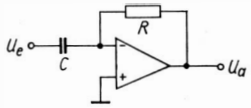
Es sei darauf hingewiesen, daß Operationsverstärker auch zweckmäßig in speziellen Geräten eingesetzt werden können. Zum Beispiel läßt sich mit durchschnittlich 2 Bausteinen und einer entsprechenden Endstufe ein einfacher, aber hochwertiger NF-Verstärker realisieren. Operationsverstärker eignen sich auch zum Vergleich zweier Spannungen (Komparator-Betrieb) oder in Regelschaltungen.

Spannungsquelle



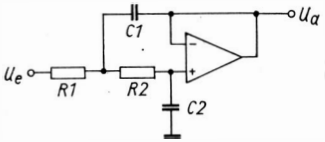
$U_a = -U_R \frac{R2}{R1}$; $r_i < 1\Omega$

Differenzierer



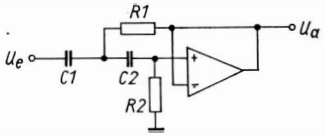
$U_a = -RC \frac{dU_e}{dt}$

Tiefpaß



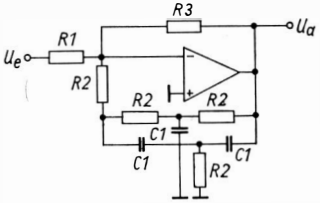
$fgo = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R1\,C1\,R2\,C2}}$

Hochpaß



$fgu = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R1\,C1\,R2\,C2}}$.

Bandpaß

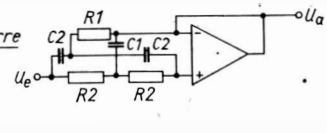


$fm = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}$

Verstärkung für fm: $V_m \approx \frac{R2}{R1}$

Verstärkung für $f \neq fm$: $V_p \approx \frac{R2 /\!/ R3}{R1}$

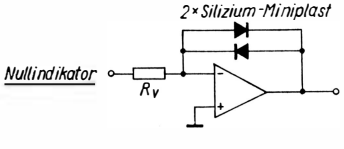
Bandsperre



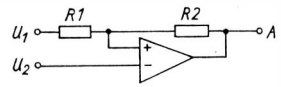
$fo = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{R2\,C2}$

$R1 = \frac{R2}{2}$; $C1 = 2\,C2$

Nullindikator



Trigger



Einschalten: $\frac{U_1-U_2}{R1} = \frac{\check{U}_A-U_2}{R2}$

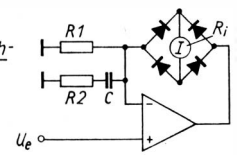
Ausschalten: $\frac{U_1-U_2}{R1} = \frac{\hat{U}_A-U_2}{R2}$

$\check{U}_A \approx -15V$; $\hat{U}_A \approx +15V$

Hysteresisbreite

$U_H \approx \frac{R1}{R2}(\hat{U}_A - \check{U}_A)$

Meßgleich-richter



$\frac{R1+R_i+2r_D}{V} \ll R1$

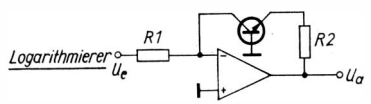
r_D : Durchlaßwiderstand d. Dioden

R2 ≈ 9,032 R1

$C \gg 2\pi f_{gu}\, R2$ (f_{gu}: untere Grenzfrequenz)

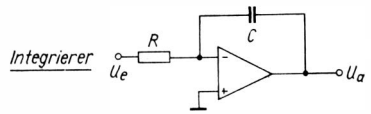
R2/C2 bewirken gleiche Anzeigen für Gleich- und für Sinusspannungen.

Logarithmierer



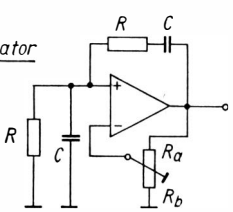
$U_a \sim \log \frac{U_e}{R1}$

Integrierer



$U_a = -\frac{1}{RC}\int U_e\, dt$

WIEN-Brücken-Oszillator



R = 1,5 k

C = 0,1 µ

f ≈ 1kHz

Schwingungseinsatz bei $\frac{R_a}{R_b} \approx 3$

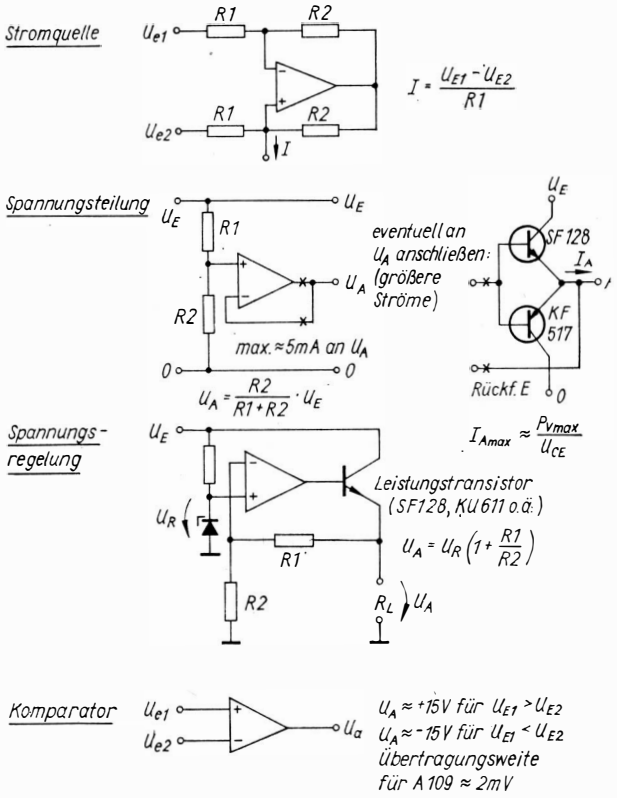


Bild 4.11 Anwendungen des Operationsverstärkers

4.3. Schaltverstärker

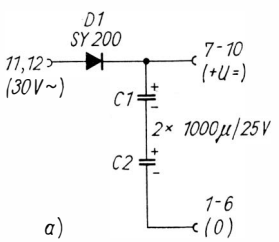
Durch Beschränkungen bezüglich der Charakteristik des zu verstärkenden Signals ergeben sich z. T. beträchtliche Vereinfachungen der Schaltungskonzepte.

Sind nur rechteckförmige Impulse als Signale zugelassen, so kann man die Verstärker im Schalterbetrieb arbeiten lassen. Damit wird eine Arbeitspunkteinstellung überflüssig. Das aktive Element befindet sich entweder im gesperrten oder im leitenden Zustand.

Da Schaltverstärker aber vorrangig in der Digitaltechnik eingesetzt sind, werden entsprechende Baugruppen im zweiten Teil („electronica" Heft 167) beschrieben.

5. Zusatzbausteine zur Stromversorgung

Der Vollständigkeit halber sei auf 2 Schaltungen zur Gleichrichtung von Wechselspannungen für entsprechende Netzteile (z. B. in Verbindung mit dem Gleichspannpngsregler aus Abschnitt 3.1.1.3.) hingewiesen (Bild 5.1 und Bild 5.2).
Die Wechselspannung wird von einer Einweg- bzw. Brückenschaltung gleichgerichtet. Ein Ladekondensator glättet den pulsierenden Gleichstrom. Zum Schutz der Dioden kann man einen Vorwiderstand einfügen, der im Einschaltmoment (die Kondensatoren sind völlig entladen) den Strom begrenzt und somit ein Überschreiten des maximal zulässigen Dioden-Flußstromes verhindert.
Tabelle 5.1 gibt einen Überblick über die Eigenschaften beider Schaltungen.
Bild 5.3 bringt einen Vorschlag, wie man eine symmetrische Betriebsspannung für Operationsverstärker erzeugen kann. Eine Komplementär-*Darlington*-Stufe wie in Bild 4.3 wird von einem Vergleichstransistor T4 angesteuert. Die Vergleichsspannung an dessen Emitter liegt bei knapp 15 V. Durch die Gegenkopplung mit D1 wird die Gesamtverstärkung der Schaltung Eins.
Wenn man durch asymmetrische Belastung das Mittenpotential verschiebt, gleicht T4 diese Veränderung aus, indem er die Endstufe entsprechend anders ansteuert (Veränderung des Kollektorpotentials von T4).



a)

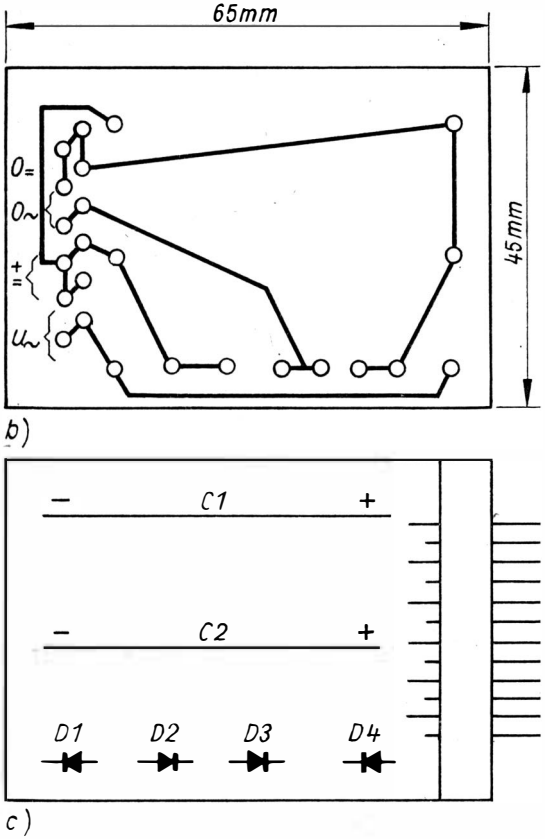


Bild 5.1 Einweggleichrichter. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; — Bestückungsplan

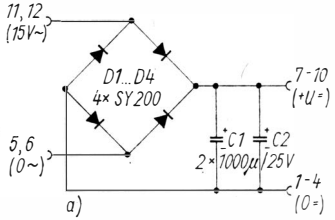
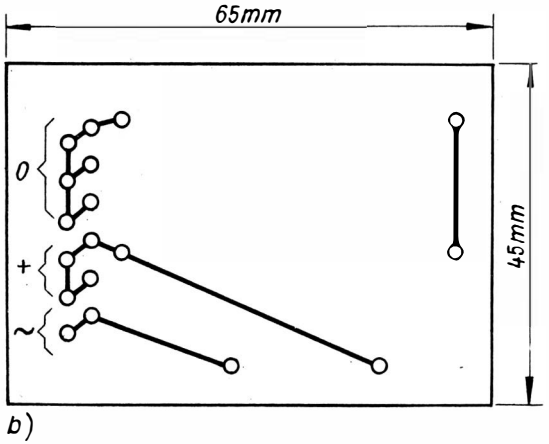
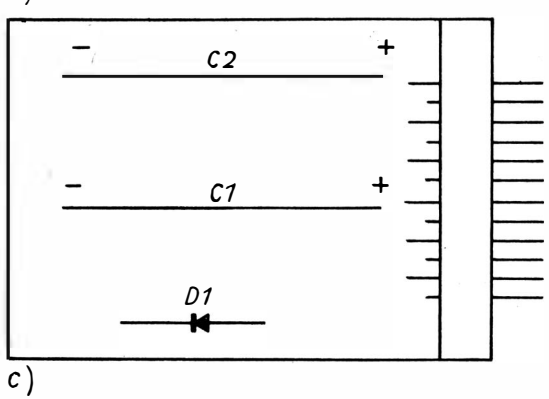


Bild 5.2
Brückengleichrichter. a — Stromlaufplan; b — Leiterzeichnung; c — Bestükkungsplan





5.1 Eigenschaften von Einweg- und Brückengleichrichterschaltungen

	Frequenz der Pulsation der Gleichspannung	Welligkeit ohne Siebkondensator	Verhältnis Spitzenwert zu Mittelwert des Stromes der Dioden	Spitzenspannung (Sperrbelastung)
Einweggleichrichter	50 Hz	1,11	3,14	$2 \cdot \sqrt{2} \cdot U \sim$
Brückengleichrichter	100 Hz	0,472	1,57	$2 \cdot \sqrt{2} \cdot U \sim$

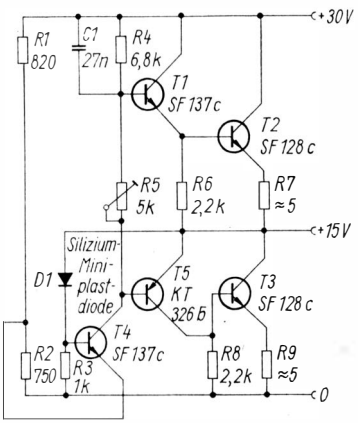


Bild 5.3
Erzeugung einer symmetrischen Betriebsspannung durch Spannungshalbierung

Man beachte, daß sich nur Ströme bis etwa 30 mA ausregeln lassen, anderenfalls werden die Endstufentransistoren thermisch überlastet. Für gute Kühlung ist zu sorgen.

Literatur

[1] *Schlenzig, K.:* Amateurelektronik 74: Originalbauplan. Militärverlag der DDR; Berlin 1974

[2] *Streng, K:* Transistordaten. Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[3] *Jakubaschk, H.:* Messen — aber wie? Der junge Funker, H. 5, Militärverlag der DDR, Berlin 1965

[4] Halbleiterbauelemente aus der DDR-Produktion. FUNKAMATEUR 25 (76), H. 4, S. XIII—XVI, H. 5, S. XVII bis XX, H. 6, S. XXI—XXIV, H. 7, S. XXV—XXVI

[5] Serie Halbleiterinformation in radio-fernsehen-elektronik, Berlin, Verlag Technik

[6] *Schurig, W.:* Kennlinien elektronischer Bauelemente Teil II — Halbleiterdioden. Der praktische Funkamateur, H. 70, Militärverlag der DDR, Berlin 1967

[7] *Kühne, H.:* Der Aufbau hochstabiler Spannungsreferenzelemente mit einstellbarem Temperaturkoeffizienten. FUNKAMATEUR 21 (72) H. 2, S. 81—83; H. 3, S. 129 bis 130

[8] *Vack, G.-U.:* Längsgeregelte einstellbare Transistornetz9-teile; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 23, S. 776—77 und 25 (76) H. 19/20, S. 670—761

[9] *Lavante, A.; Schubert, K.-H.:* Kurzes Kompendium des Feldeffekttransistors. Elektronisches Jahrbuch 1970, S. 119—131. Militärverlag der DDR, Berlin 1969

[10] Hinweise für die Behandlung von MOS-Feldeffekttransistoren in Plastverkappung; radio-fernsehen-elektronik 19 (70) H. 5, S. 152

[11] *Fischer, H. J.:* Transistortechnik für den Funkamateur, S. 231—232; Militärverlag der DDR, Berlin 1968

[12] *Graichen, G.:* Astabile Multivibratoren mit kapazitiver Emitterkopplung; radio-fernsehen-elektronik 22 (73) H. 22, S. 729—730, S. 736—738; H. 23, S. 772—774

[13] *Vack, G.-U.:* D-Verstärker; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 23, S. 753—755
[14] *Naumann, H.-D.:* dB-Rechnung ganz einfach; FUNKAMATEUR 21 (72) H. 4, S. 175
[15] *Kühne, H.:* Der Stromtrigger — eine einfache und vielseitige Triggerschaltung; radio-fernsehen-elektronik 20 (71) H. 12, S. 387, 388, 398
[16] *Kühne, H.:* Oszillator- und Filterschaltungen nach der Phasendifferenzmethode; FUNKAMATEUR 23 (74), H. 12, S. 593—594
[17] *Dietze, K.; Schmidt, D.:* Emitterfolger für Impulse der Nanosekundentechnik; radio-fernsehen-elektronik 19 (70) H. 18, S. 592
[18] *Kühne, H.:* Bauanleitung für einen einfachen Stereoverstärker; Elektronisches Jahrbuch 1972. Militärverlag der DDR, Berlin 1971, S. 256—261
[19] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele für 2 einfache Operationsverstärker; FUNKAMATEUR 23 (74) H. 2, S. V—VII
[20] *Nowak, W.:* Aufbau und Anwendung von Operationsverstärkern; radio-fernsehen-elektronik 25 (76) H. 13, S. 415—419

Spezielle Literaturhinweise zu einzelnen Abschnitten

Abschnitt 3.1.1.1.
[21] *Schulze, M.:* Spannungsstabilisation mit Z-Dioden; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 2, S. 732—734
Abschnitt 3.1.1.2.
[22] *Vack, G.-U.:* Konstantstromquellen mit bipolaren Transistoren; FUNKAMATEUR 27 (78) H. 3, S. 124—125
Abschnitt 3.1.2.3.
[23] *Scheidling, H.; Streitenberger, D.:* Temperaturstabile Konstantstromquellen und Konstantspannungsquellen; radio-fernsehen-elektronik 25 (76) H. 8, S. 266—268
[24] *Sittich, K.; Wiederholt, M.:* Konstantstromquellen; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 12, S. 386—391
Diskussion dazu: radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 11, S. 382, 3. Umschlagseite

[25] *Kühne, H.:* Anwendungsmöglichkeiten einer Konstantstromquelle mit Feldeffekttransistoren; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 15, S. 503—504

Abschnitt 3.2.1.2.

[26] *False, S.:* Schwingversuche mit den MOSFET *SM 103* und *SM 104*; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 17, S. 552—553

Abschnitt 3.2.2.

[27] *Wolf, R.:* Astabile Kippstufen; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 2, S. 41—44

[28] *Greiner, G.:* Bastler kontra Schaltungsentwickler in der Industrie, FUNKAMATEUR 25 (76) H. 9, S. 441—442, H. 10, S. 492—494

Abschnitt 3.2.4.2.

[29] *Haberlandt, K.-H.:* Anwendung der Initiatorschaltung *A 301 D*; radio-fernsehen-elektronik 26 (77) H. 14, S. 453—458

[30] *Buttgereit, D.:* Die integrierte Initiatorschaltung *A 301 D*; radio-fernsehen-elektronik 26 (77) H. 12, S. 403—406

[31] *Wolf, R.:* Aufbau und Eigenschaften von Sägezahngeneratoren; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 23, S. 753—757

Abschnitt 3.3.3.3.

[32] *Grienap, A.:* Schaltanordnungen mit dem Komparator *A 110*; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 5, S. 165—166

[33] *Knopke, K.-E.:* Aufbau und Eigenschaften der analogen Schaltkreise *A 109* und *A 110*; radio-fernsehen-elektronik 22 (73) H. 18, S. 585—588

Abschnitt 4.1.1,

[34] *Kühne, H.:* Einfache Berechnungen von transistorisierten NF-Schaltungen; FUNKAMATEUR 19 (70) H. 11, S. 549—551 und H. 12, S. 505—506; 20 (71) H. 1, S. 32—34

[35] *Kurz, G.:* Arbeitspunktstabilisierung bei Transistorverstärkern; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 1, S. 11—14

Abschnitt 4.1.3.

[36] *Schubert, K.-H.:* Integrierte Schaltkreise aus der DDR-Produktion; Elektronisches Jahrbuch 1977, S. 94—109; Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[37] *Streng, K. K.:* Integrierte NF-Verstärker in DDR-Geräten; Elektronisches Jahrbuch 1977, S. 88—93; Militärverlag der DDR, Berlin 1977

[38] *Knopke, K.-E.:* Neue analoge integrierte Schaltungen für die Konsumgüterindustrie; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 18, S. 585—592

Abschnitt 4.2.2.

[39] *Knopke, K.-E.:* Eigenschaften und Anwendung der analogen Schaltkreise *A 109* und *A 110*; radio-fernsehen-elektronik 22 (73) H. 18, S. 585—588

[40] *Aigringer, M.; Heymel, G.; Unger, H.; Zietkowski, K.:* Frequenzkompensierter Operationsverstärker *µA 709* mit hoher Slew-Rate; radio-fernsehen-elektronik 22 (73) H. 24, S. 804—806

Abschnitt 4.2.3.

[41] *Kupfer, K.:* Temperaturverhalten von SFET in Differenzverstärkern; radio-fernsehen-elektronik 27 (78) H. 2, S. 80—81

Abschnitt 4.2.4.

[42] *Jünger, H.:* 25-Watt-Hi-Fi-Endstufe mit integriertem Operationsverstärker; radio-fernsehen-elektronik 24 (75) H. 18, S. 592—593

[43] *Weißlog, A.:* Logarithmierbaustein zur Verarbeitung analoger Signale; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 17, S. 551—552

[44] *Kovacs, G.; Winkler, G.:* Klangregelschaltungen mit Operationsverstärkern; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 6, S. 182—183

[45] *Lange, W.:* Stromgenerator mit vergrößertem Spannungsbereich; radio-fernsehen-elektronik 23 (74) H. 2, S. 66—67

[46] *Jungnickel, M.:* Dreieck-/Rechteckgenerator mit einem Operationsverstärker; radio-fernsehen-elektronik 22 (73) H. 12, S. 397—399

[47] *Georgi, R.:* Amplitudenstabiler Sinusgenerator; radio-fernsehen-elektronik 27 (78) H. 2, S. 114—116
[48] *Holtfreter, W.:* NF-Milivoltmeterzusatz für Vielfachmesser; radio-fernsehen-elektronik 27 (78) H. 2, S. 128 bis 129